



Universidad  
Carlos III de Madrid

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR

DEPARTAMENTO DE TECNOLOGIA ELECTRONICA

INGENIERIA TECNICA INDUSTRIAL: ELECTRONICA INDUSTRIAL

# Diseño de una fuente de alimentación versátil para sistemas de espectroscopia remota basada en reflexión difusa (DRS).

---

PROYECTO FIN DE GRADO

AUTOR: JAVIER VICENTE GONZALEZ

DIRECTOR: JOSE RAMON LOPEZ FERNANDEZ

TUTOR: PABLO ACEDO GALLARDO.



# AGRADECIMIENTOS

Quiero agradecer tanto al director del proyecto José Ramón, como a mi tutor Pablo Acedo por haberme permitido realizar este proyecto, por la ayuda que me han prestado y por todo lo aprendido.

Personalmente quiero agradecerles a mis padres Juan Carlos y Salobrar por el apoyo constante que me han brindado siempre, y por confiar en mí.

A mi novia Lorena, por estar siempre a mi lado, apoyándome y animándome. Por creer siempre en mí y hacer que me supere cada día.

Por último quiero agradecerle a mis compañeros y amigos de carrera, con los cuales he pasado cuatro grandes años.



# RESUMEN

El presente proyecto final de grado consiste en el desarrollo de un convertidor DC-DC con aislamiento galvánico, con topología Flyback que va a ser integrado en un sistema de espectroscopia remota basado en reflexión difusa. Dicha aplicación marcará los requisitos para la fuente. Además dicha fuente tiene que ser versátil e integrable directamente en el sistema sustituyendo la actual fuente de origen comercial

El diseño del convertidor se ha hecho desde cero, con la idea de obtener un bus principal y a partir del mismo obtener diferentes salidas mediante reguladores de tensión. A través del proyecto se va explicando porque se ha diseñado así y como llevarlo a cabo. Es un trabajo muy completo y con el que se adquiere una gran formación puesto que se va desde el diseño del circuito, hasta el diseño de la PCB del mismo.



## ÍNDICE

1.	INTRODUCCIÓN.....	1
1.1-	OBJETIVOS DEL TRABAJO FINAL DE GRADO.....	2
1.2	CAPTURA DE REQUISITOS PARA LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN.....	4
2.	FUNDAMENTOS PARA EL DISEÑO DE UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN BASADA EN EL CONVERTIDOR FLYBACK.....	5
2.1-	INTRODUCCIÓN.....	6
2.2-	FUNCIONAMIENTO DE UN CONVERTIDOR FLYBACK. ECUACIONES DE DISEÑO.....	8
2.3-	DISEÑO DEL CONDENSADOR DE SALIDA Y DE LA INDUCTANCIA MAGNETIZANTE.....	16
2.4-	CONTROL DEL CONVERTIDOR.....	18
2.4.1-	CONTROL EN MODO TENSIÓN.....	18
2.4.2-	CONTROL EN MODO CORRIENTE.....	19
2.4.2.1-	CONTROL POR CORRIENTE PROMEDIADA.....	20
2.4.2.2	-CONTROL POR PICO DE CORRIENTE.....	21
2.5-	CONCLUSIONES.....	22
3.	DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN.....	23
3.1-	REVISIÓN DE ESPECIFICACIONES.....	24
3.2-	SELECCIÓN DEL TRANSFORMADOR.....	25
3.3-	DISEÑO DEL CONTROL.....	27
3.3.1-	ACONDICIONAMIENTO DEL CIRCUITO DEL DRIVER, DISEÑO DEL BUS PRINCIPAL.....	28
3.4-	DISEÑO DE LAS SALIDAS REGULADAS.....	39
3.5-	DISEÑO DEL PCB.....	44
4.	DISEÑO PCB.....	50
4.1-	DISEÑO ORIGINAL.....	51
4.2-	CAMBIOS SOBRE EL DISEÑO ORIGINAL.....	55
5.	VALIDACIÓN Y VERIFICACIÓN.....	60
5.1-	VALIDACIÓN DE LOS DATOS OBTENIDOS MEDIANTE SIMULACIÓN.....	61
6.	CONCLUSIONES.....	64
7.	BIBLIOGRAFÍA.....	65
8.	PRESUPUESTO.....	68
9.	ANEXOS.....	70
9.1-	DISEÑO DE REGULADORES LINEALES MEDIANTE POWER ARCHITECT.....	71

9.2-FORMAS DE ONDA Y ANÁLISIS DE LOS REGULADORES.....	76
9.3-LISTA DE MATERIALES:.....	91
9.4 CONEXIONADO DE LOS PINES PC-104. ....	93
9.5 DISEÑO JERARQUICO EN ORCAD.....	94
9.6 DIAGRAMA DE GANNT. ....	97



## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 Sistema de espectroscopia remota basada en reflexión difusa.....	2
Figura 1.2 Diagrama de bloques de la fuente de alimentación. ....	3
Figura 2.1 Esquema de la fuente detallado.....	6
Figura 2.2 Transformación Buck-Boost a Flyback [18] .....	8
Figura 2.3 Circuito equivalente convertidor Flyback.....	8
Figura 2.4 Circuito equivalente Flyback durante Ton .....	9
Figura 2.5 Circuito equivalente Flyback Toff .....	10
Figura 2.6 Rizado de tensión [19].....	10
Figura 2.7 Formas de onda MCC [18].....	11
Figura 2.8 Formas de onda MCD [18]. ....	12
Figura 2.9 Formas de onda corriente [18].....	16
Figura 2.10 Formas de onda carga y descarga del condensador [16].....	17
Figura 2.11 Diagrama de bloques control en modo tensión.....	18
Figura 2.12- Control en modo corriente promediada [17] .....	20
Figura 2.13-Control en modo corriente de pico.....	21
Figura 3.1 Esquema de la fuente detallado.....	24
Figura 3.2 Transformador.....	25
Figura 3.3 Tabla de características del transformador.....	26
Figura 3.4 Esquema interno LTC3873 [15]. ....	27
Figura 3.5 Control de encendido y apagado del LTC3873 [15]. ....	28
Figura 3.6 Esquema eléctrico del convertidor.....	29
Figura 3.7 Comparador de tensión.....	32
Figura 3.8 Forma de onda recuperación inversa del diodo [16]. ....	34
Figura 3.9 Corriente a través de los diodos de salida .....	35
Figura 3.10 Transistor Mosfet [6].....	37
Figura 3.11 Diagrama de bloques del convertidor completo.....	39
Figura 3.12 Diagrama de bloques en Orcad .....	40
Figura 3.13 TES 3-1222 .....	41
Figura 3.14 Esquema eléctrico del regulador TPS62130.....	42
Figura 3.15 Esquema eléctrico del regulador LMR10510X .....	43
Figura 3.16 Tamaño y posicionamiento PCB [13] .....	44
Figura 3.17 Rutado condensadores de desacoplo [10].....	46
Figura 3.18 PCB Trace Width Calculator. ....	47
Figura 3.19 Conector PCI-104.....	48
Figura 3.20- Asignación de pines de alimentación al PCI-104.....	48
Figura 4.1 Rutado del PCB sin Plano de Masa.....	51
Figura 4.2 Rutado del PCB con Plano de Masa.....	52
Figura 4.3. Fotolito capa TOP .....	52
Figura 4.4. Fotolito capa Bottom.....	53
Figura 4.5- Fotolito Capa INNER.....	53
Figura 4.6. Fotolito INNER2.....	54
Figura 4.7 Errores de diseño de la fuente. ....	55
Figura 4.8. Footprint final del transformador .....	56

Figura 4.9 Footprint original del transformador. ....	56
Figura 4.10 Footprint original del transistor. ....	56
Figura 4.11 Footprint final del transistor. ....	56
Figura 4.12 Diseño inicial del PCB. ....	57
Figura 4.13 Diseño final del PCB.....	57
Figura 4.14. Montaje original de la Fuente de alimentación .....	58
Figura 4.15. Fuente modificada en el laboratorio.....	59
Figura 5.1 Esquema del banco de pruebas. ....	61
Figura 9.1-Power Architect .....	71
Figura 9.2-Power Architect- Optimización del diseño .....	72
Figura 9.3- Power Architect- Edición del diseño.....	72
Figura 9.4- Power Architect- Regulador 5V .....	73
Figura 9.5-Power Architect- Establecimiento de la corriente de carga.....	73
Figura 9.6-Power Architect- Selección del Regulador más apropiado .....	74
Figura 9.7-Power Architect-Diseño del Regulador 3.3V.....	74
Figura 9.8-Power Architect- Obtención del diseño y optimización. ....	75
Figura 9.9-Power Architect- Exportación del diseño.....	75
Figura 9.10. Tensión de salida con tensión de entrada de 10V .....	76
Figura 9.11 Tensión de salida con tensión de entrada de 32V .....	77
Figura 9.12 Tensión de salida con tensión de entrada de 52 V.....	77
Figura 9.13- Tensión del bus principal .....	78
Figura 9.14- Tensión de sensado.....	78
Figura 9.15- Tensión de comparación de error.....	79
Figura 9.16- Rizado de la tensión de comparación .....	79
Figura 9.20 Aislamiento con diferenciación de masas .....	95
Figura 9.21-Conectores TES 3-1212 .....	95
Figura 9.22-PC-104. Conectores.....	96
Figura 9.23- Diagrama de Gannt .....	97

**ÍNDICE DE TABLAS.**

Tabla 1.1 Rango de tensión de entrada. ....	4
Tabla 1.2. Tensiones y corrientes de salidas. ....	4
Tabla 3.1. Tensiones de medida. ....	33
Tabla 5.4. Banco de pruebas. ....	61
Tabla 5.5. Tensiones de salida medidas. ....	62
Tabla 5.6. Medidas de salida obtenidas mediante simulación ....	62
Tabla 5.7- Captura de requisitos inicial. ....	63
Tabla 9.1. Coste del personal ....	69
Tabla 9.2. Coste de la Subcontrata.....	69
Tabla 9.3.Costa total del proyecto. ....	69

# 1. INTRODUCCIÓN.

## 1.1- OBJETIVOS DEL TRABAJO FINAL DE GRADO.

El presente proyecto final de grado consiste en el desarrollo de un convertidor DC-DC con aislamiento galvánico, con topología Flyback que va a ser integrado en un sistema de espectroscopia remota basado en reflexión difusa, dicha aplicación marcará los requisitos para la fuente.

La técnica de espectroscopia remota basada en reflexión difusa consiste en la iluminación de una superficie por ejemplo en el caso de aplicaciones biomédicas, un tejido. Usando luz con una o varias longitudes de onda determinadas, tras lo cual se detecta la variación espectral en la señal reflejada. En el caso de tejidos cuando un fotón incide sobre un medio material, puede producirse una absorción de la energía, ya que los electrones se excitan y se produce una transición electrónica, puede reflejarse o dispersarse, cuando no se cumple la ecuación de Planck ( $\Delta E = h \cdot \nu$ ). Los fotones que se dispersan, vuelven a la superficie del tejido, por lo tanto serán los que se podrán detectar. Midiendo el cambio de la intensidad de la luz dispersada, usando una luz con un rango espectral determinado, las propiedades específicas del tejido podrán ser determinadas.

En la Figura 1.1 se muestra una foto del sistema de espectroscopia completo, en el que se pueden ver las distintas partes:

- Placa de procesamiento (TOP).
- Placa de láseres (BOTTOM).
- Placa de alimentación.

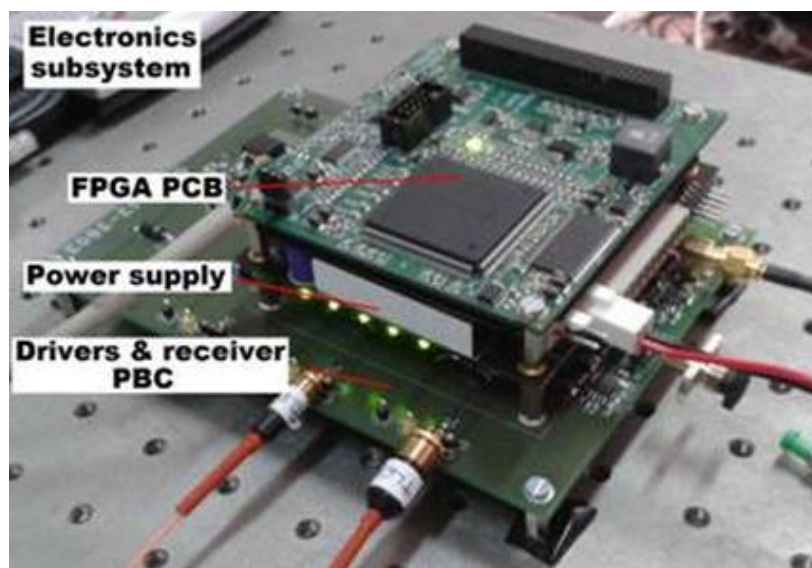


Figura 1.1 Sistema de espectroscopia remota basada en reflexión difusa

La fuente de alimentación que se va a diseñar a lo largo del presente documento será para sustituir la que aparece en la imagen anterior nombrada como Power supply. Se diseñará una fuente versátil e integrable directamente en el sistema sustituyendo la actual fuente de origen comercial

Se han de tener varias consideraciones en cuenta:

- Uso del Bus PC-104(Estándar).
- Se debe alimentar tanto la parte óptica como la digital.
- La parte óptica incluye varios láseres.
- La fuente se debe diseñar para evitar Crosstalk(Fuente aislada).

El convertidor que se va implementar tendrá cuatro salidas, a +12V, -12V, 5V y 3.3V. Para la obtención de dichas salidas se tienen varias posibilidades:

-Diseño del convertidor Flyback provisto de varios devanados secundarios para las salidas y el devanado de regulación.

-Obtención de un bus principal de +12V, utilizando un solo secundario y devanado de regulación. Mediante la utilización de reguladores de tensión se sacarán el resto de salidas.

En el presente proyecto se desarrollará esta última opción dividiéndolo en dos partes.

-La primera es la del diseño del convertidor propiamente dicho, la cual aparece representada en la *Figura 1.2* por el bloque BUS PRINCIPAL(BP), del que se obtiene el bus principal regulado de 12V.

-La segunda parte estaría compuesta por los diferentes reguladores utilizados para obtener cada una de las salidas reguladas que se especifican. Todas estas salidas estarán conectadas a un conector PCI-104 y de este al resto de tarjetas que componen el sistema de espectroscopia.

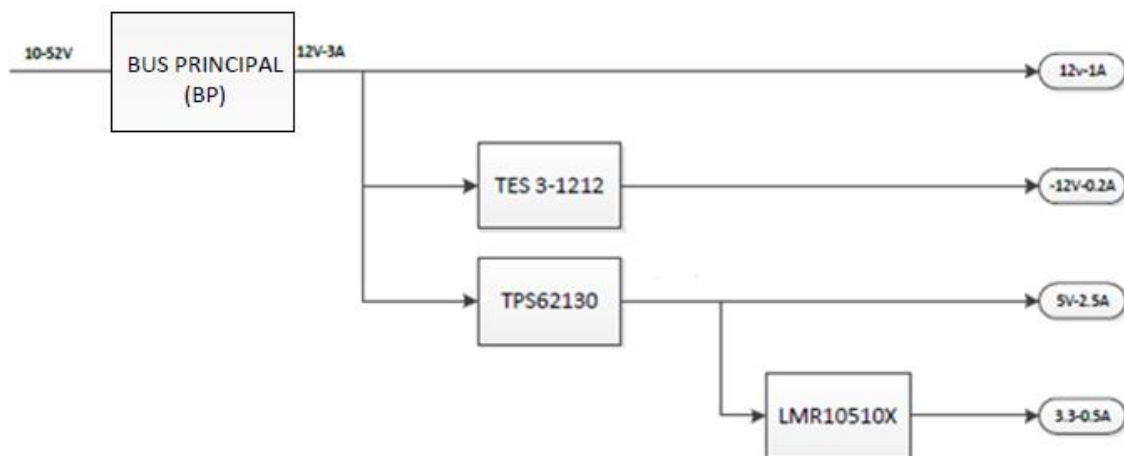


Figura 1.2 Diagrama de bloques de la fuente de alimentación.

## 1.2 CAPTURA DE REQUISITOS PARA LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN.

Como se ha comentado anteriormente, el objetivo principal de este proyecto, es el de diseñar una fuente de alimentación versátil para un sistema de espectroscopia remota basado en reflexión difusa llevado a cabo por el departamento de tecnología electrónica de la universidad Carlos III de Madrid.

La fuente debe ser directamente integrable con el formato PC-104. Para ello debemos diseñarla con unas dimensiones determinadas, y la colocación de los conectores debe ser la correcta para su perfecta integración en el sistema.

Antes de comenzar el diseño de la fuente, se realizó una captura de requisitos la cual se realizó con el personal correspondiente:

-Jose Ramón López Fernández( Consumo del control).

-Marta Ruiz LLata (Consumo de Láseres).

-Pablo Acedo Gallardo.

La fuente contará con un bus de entrada variable entre 10V-52V, a partir de dicho bus se obtendrán cuatro salidas, una de 12V 1A, -12 0.2A, 5V 2.5A y 3V3 0.5A. Esto queda resumido en las *Tablas 2.1 y 2.2* se muestran los requisitos de la fuente que se va diseñar.

Tabla 1.1 Rango de tensión de entrada.

TENSIÓN DE ENTRADA		
MÍNIMA	NOMINAL	MÁXIMA
10	31	52

Tabla 1.2. Tensiones y corrientes de salidas.

SALIDAS	$V_{out}(V)$	$I_{out}(V)$
BUS PRINCIPAL	12	1
TES 3-1222	-12	0.2
TPS62130	5	2.5
LMR10510X	3.3	0.5

## 2. FUNDAMENTOS PARA EL DISEÑO DE UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN BASADA EN EL CONVERTIDOR FLYBACK.



## 2.1-INTRODUCCIÓN.

En el capítulo anterior se explicó el objetivo del proyecto, así como se establecieron una serie de requisitos para la fuente de alimentación a diseñar.

El formato de la tarjeta será compatible con el bus PCI-104, utilizaremos reguladores para las salidas de -12V, +5V y +3V3 para obtener una mayor precisión en las mismas.

La fuente será diseñada como se muestra en la *Figura 2.1*.

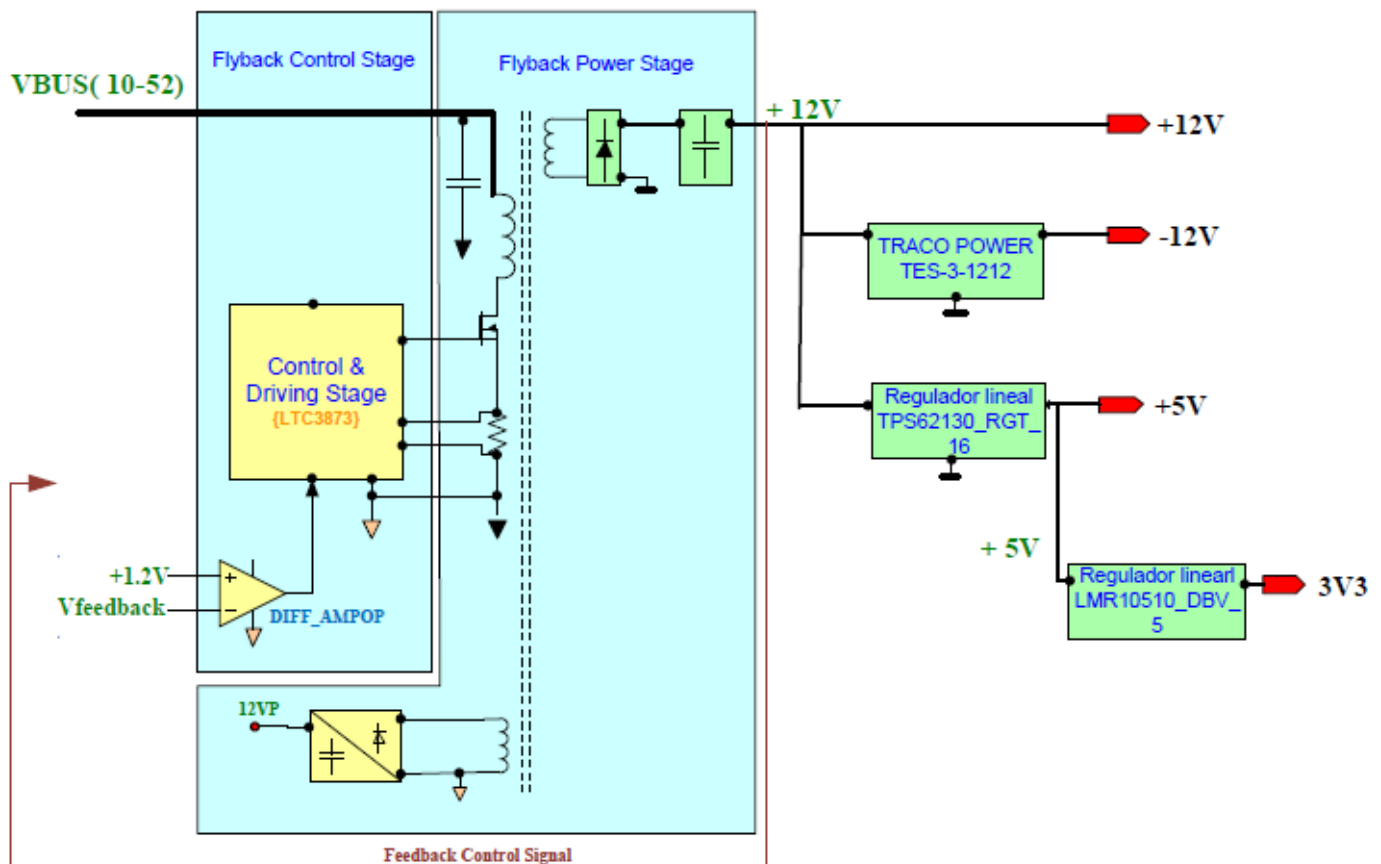


Figura 2.1 Esquema de la fuente detallado

Como se muestra en la *Figura 2.1* la el diseño de la fuente se puede dividir en una etapa de potencia y en otra de control:

-Etapa de Control: dentro de la etapa de control se diferencia dos partes importantes, la primera es el driver de control el cual controla el Switch del transistor para realizar un control de la fuente, en este caso realizando un control por corriente de pico. La segunda parte de la etapa de control se compone de la comparación de la tensión del bus principal y mediante la medida de esta diferencia de tensión controlar la tensión del bus principal.

-Etapa de potencia: en esta etapa se engloban todos los elementos de potencia, el transformador, el transistor, la resistencia de sensado y por supuesto el diodo rectificador y el condensador de la salida del devanado secundario (Bus principal). Se puede observar que se utilizara un devanado secundario del transformador para obtener el bus principal y el otro se utilizará como devanado auxiliar. Finalmente del bus principal mediante reguladores se obtendrán el resto de salidas.

Para el diseño del convertidor ha sido elegida la topología Flyback, el cual tiene como principal ventaja la de permitir elevar la tensión de entrada (independientemente de la relación de vueltas del transformador) haciéndolo extremadamente útil en aplicaciones de alta tensión y baja potencia.

En lo sucesivo se explicará en detalle cada una de las partes que componen la fuente de alimentación, las cuales se muestran en la *Figura 1.2*. Se empezará con el estudio del convertidor Flyback y se proseguirá con cada uno de los reguladores, así como el diseño del PCB.

## 2.2-FUNCIONAMIENTO DE UN CONVERTIDOR FLYBACK. ECUACIONES DE DISEÑO.

El convertidor Flyback es en esencia, un convertidor Buck-Boost (reductor – elevador) con aislamiento galvánico (*Figura 2.2*).

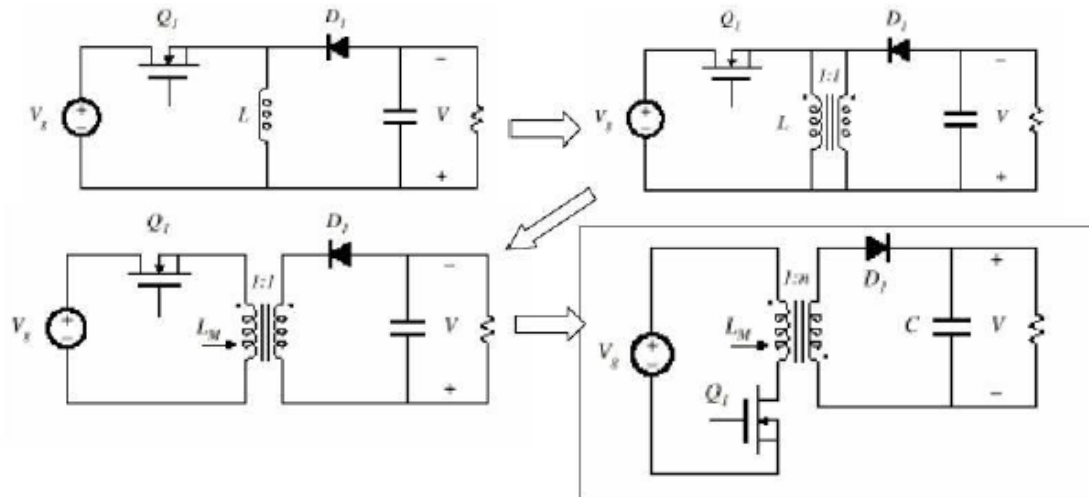


Figura 2.2 Transformación Buck-Boost a Flyback [18]

En la *Figura 2.3* se puede observar la transformación paso a paso de un convertidor Buck-Boost. Se basa como se ha dicho anteriormente en añadirle aislamiento galvánico sustituyendo la bobina por un transformador y cambiando la posición del transistor de control para controlar el convertidor mediante el ciclo de trabajo del mismo.

El esquemático de un Flyback con un único secundario nos servirá para el estudio de su funcionamiento. En él se muestra la inductancia magnetizante ( $L_m$ ) del transformador dado que es uno de los parámetros de mayor importancia a la hora de diseñar este tipo de convertidores.

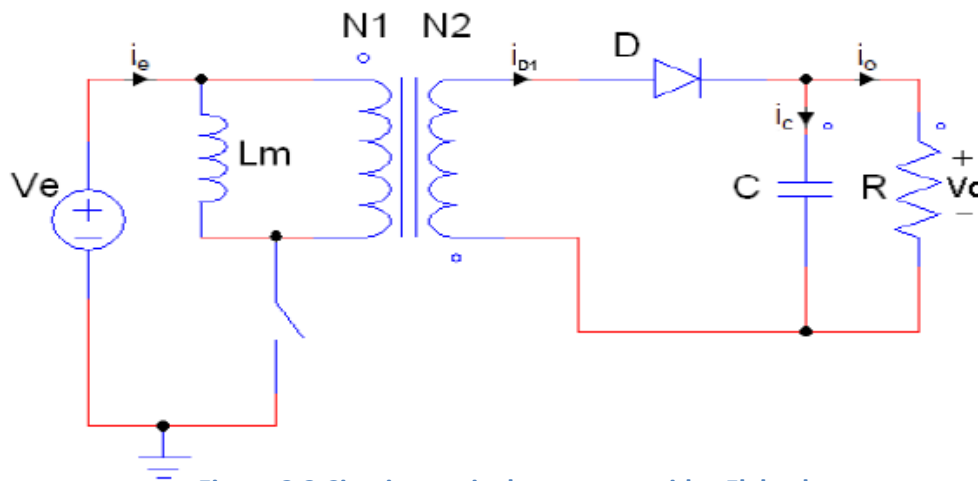
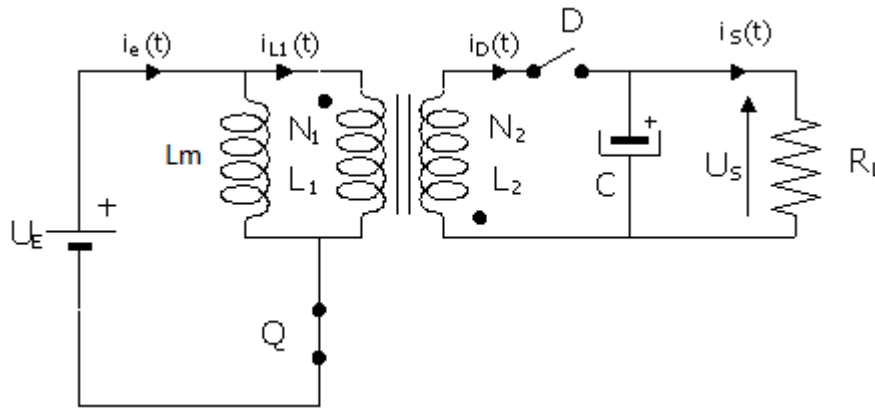


Figura 2.3 Circuito equivalente convertidor Flyback.

Lo primero que se hará será explicar el funcionamiento del Flyback. En la *Figura 2.4* se muestra el funcionamiento del flyback con el mosfet (interruptor) cerrado, es decir actuando como cortocircuito.



**Figura 2.4 Circuito equivalente Flyback durante Ton**

Al actuar el mosfet como cortocircuito, provoca que la tensión de entrada caiga en el primario, provocando que aumente la energía almacenada en la inductancia magnetizante y por consiguiente aumente  $I_e$  (corriente de entrada).

$$V_1 = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} \quad (1)$$

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{Lm}}{T_{on}} = \frac{V_1}{L_m} \quad (2)$$

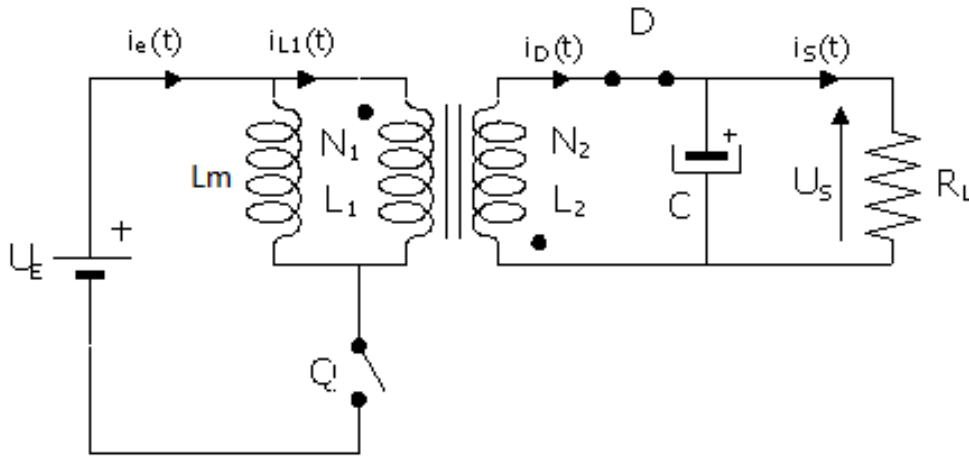
Por lo que la variación de corriente en la inductancia de magnetización será:

$$\Delta i_{Lm} = \frac{V_1}{L_m} T_{on} \quad (3)$$

$T_{on}$  = tiempo durante el cual el mosfet actúa como cortocircuito

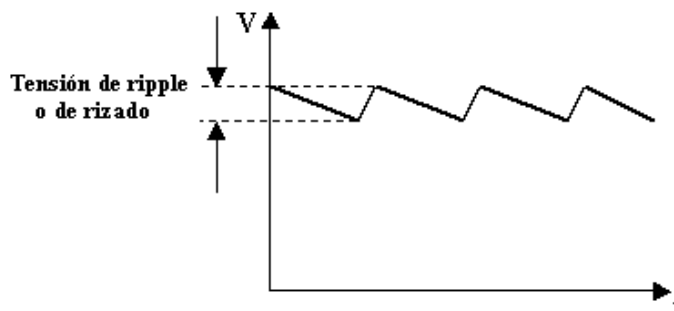
Durante  $T_{on}$ , por el secundario no circula corriente puesto que el diodo queda polarizado en inversa. Es el condensador el que mantiene la tensión de salida descargándose a través de la resistencia.

De la misma manera que se ha analizado el funcionamiento durante  $T_{on}$  se va a analizar durante  $T_{off}$ . El circuito equivalente durante este periodo de tiempo se muestra en la *Figura 2.5*



**Figura 2.5 Circuito equivalente Flyback Toff**

Durante  $T_{off}$  la energía almacenada en  $L_m$  es transferida a la salida a través del transformador, entregando corriente a la carga y volviendo a cargar el condensador. De esta manera cuando el interruptor vuelva a cerrarse, el condensador puede volver a abastecer a la carga durante  $T_{on}$  y por consiguiente mantener constante la tensión de salida. Así queda totalmente claro que el rizado de la tensión de salida depende de la capacidad de carga del condensador. Siendo el rizado de tensión la variación de tensión con respecto a la tensión media. *Figura 2.6*.



**Figura 2.6 Rizado de tensión [19].**

Este convertidor puede operar en dos modos de funcionamiento diferentes, MCC (modo de conducción continuo) y MCD (modo de conducción discontinuo) si la inductancia magnetizante llega a descargarse del todo se trabajará en MCD, en caso contrario en MCC.

Normalmente se trabaja en MCC cuyas formas de onda están representadas en la *Figura 2.7*.

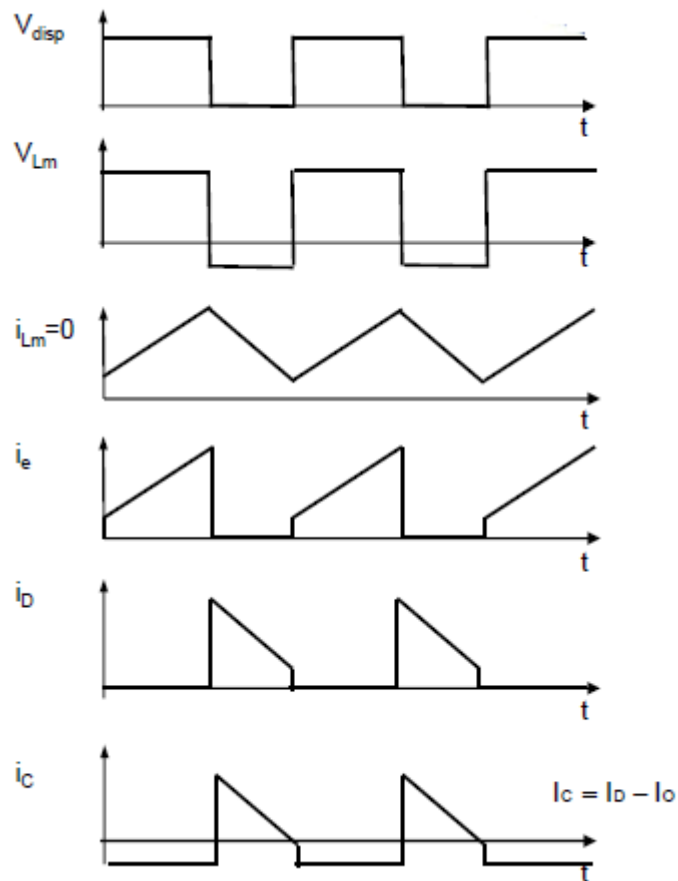
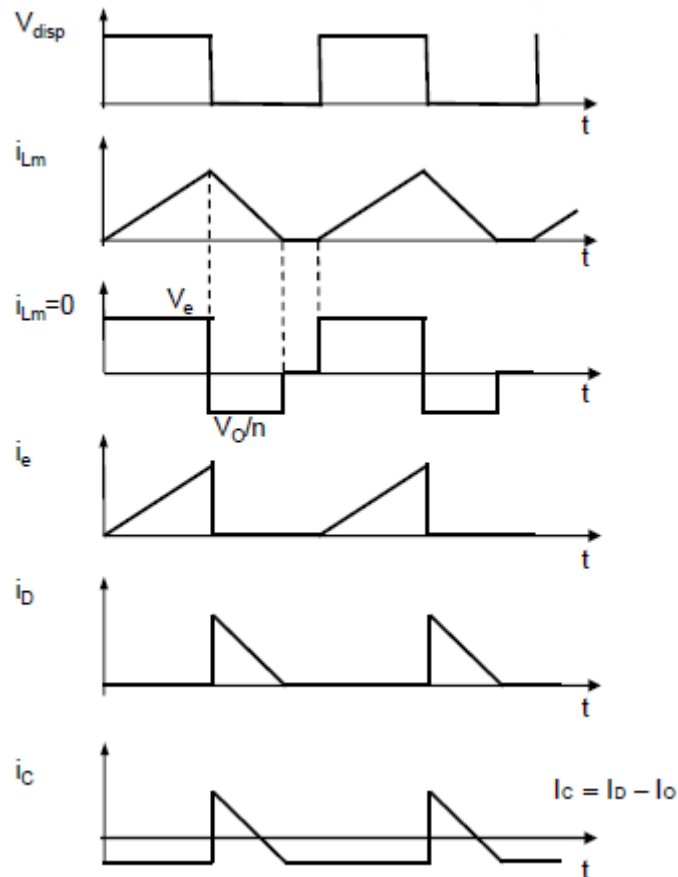


Figura 2.7 Formas de onda MCC [18].

Las formas de onda correspondientes a MCD se representan a continuación en la *Figura 2.8*



**Figura 2.8 Formas de onda MCD [18].**

En este trabajo se va a diseñar el Flyback teniendo en cuenta que se quiere que funcione en régimen MCC, para lo cual habrá que tener en cuenta varias consideraciones.

-La tensión media en la bobina magnetizante ( $\overline{V_{Lm}}$ ) debe ser igual a cero.

-La corriente media por el condensador ( $\overline{I_c}$ ) debe ser nula.

Para que el convertidor trabaje en régimen permanente se deben cumplir las siguientes ecuaciones:

$$\overline{V_{Lm}} = 0 \quad I_c = 0 \quad PE = P_0(ideal)$$

Además han de cumplirse las condiciones de MCC.

Estas condiciones se pueden comprobar con las formas de onda representadas en la *Figura 2.7*.

La corriente media por la bobina debe ser mayor que la mitad del incremento de corriente por la misma, asegurando así que nunca llega a ser cero.

$$\frac{\Delta I_{Lm}}{2} \leq \overline{I_{Lm}} \quad (4)$$

En el caso más desfavorable es decir en la frontera entre MCC y MCD,

$$\frac{\Delta I_{Lm}}{2} = \overline{I_{Lm}} \quad (5)$$

Cumpliendo estas ecuaciones, se asegura que  $L_m$  no llega nunca a desmagnetizarse completamente, por lo que se asegura trabajar en MCC.

A la hora de diseñar un convertidor se han de tener varias especificaciones en cuenta. Las tensiones de entrada y salida ( $V_E$  y  $V_O$ ), la frecuencia de conmutación del transistor ( $f_{sw}$ ), el ciclo de trabajo ( $D$ ) y la potencia de salida ( $P_O$ ).

Para empezar, se debe dimensionar la carga de salida a partir de la tensión y potencia de salida:

$$P_O = \frac{V_O^2}{R} = I_O * V_O = I_O^2 * R \quad (6)$$

$$R = \frac{P_O}{I_O^2} = \frac{V_O}{I_O} = \frac{V_O^2}{P_O} \quad (7)$$

Como se explicó con anterioridad, durante  $t_{on}$  el diodo estará en corte y será el condensador el que suministre toda la corriente a la carga, descargándose a través de ella. Mientras que en  $t_{off}$  el diodo conducirá y de esta manera se permite la descarga de la inductancia magnetizante  $L_M$  y la recarga del condensador de salida.

Por lo tanto se puede calcular la función de transferencia del convertidor con relativa facilidad.

$$V_E * t_{on} = V_O * r_t * t_{off} \quad (8)$$



Siendo:

$$r_t = \frac{N_1}{N_2} \quad (9)$$

$$t_{on} = D * T \quad (10)$$

$$t_{off} = (1 - D) * T \quad (11)$$

$$T = \frac{1}{f_{sw}} \quad (12)$$

$N_1$  = número de vueltas del devanado primario

$N_2$  = número de vueltas del devanado secundario

$r_t$  = relación de transformación.

$f_{sw}$  es la frecuencia de conmutación del circuito de disparo del conmutador (la frecuencia a la que cambiará de estado el Mosfet). Por lo que  $T$  es igual al periodo de conmutación.

Sustituyendo las ecuaciones (10) y (11) en (8) se obtiene (13):

$$V_E * DT = V_O * r_t * (1 - D)T \quad (13)$$

$$V_E D = V_O * r_t (1 - D) \quad (14)$$

Por lo que:

$$V_O = \frac{V_E D}{r_t (1 - D)} \quad (15)$$

Una vez obtenidas las ecuaciones que rigen el comportamiento del convertidor en función de las tensiones, el ciclo de trabajo y la relación de transformación, el siguiente paso es describir matemáticamente el comportamiento de la corriente a través de  $L_m$ .

A partir de las formas de onda representadas anteriormente en la Figura 2.7 y del esquemático del circuito provisto en la Figura 2.3, se puede deducir que la corriente media que atraviesa  $L_m$  es igual a la corriente media de entrada, más la corriente media de la salida dividida por la relación de transformación (reflejada en el primario).

$$\overline{I_{Lm}} = \overline{I_E} + \frac{\overline{I_0}}{r_t} \quad (16)$$

Sabiendo que  $\overline{I_0} = \frac{P_0}{V_0}$ , y  $\overline{I_E} = \frac{P_E}{V_E}$  siendo idealmente  $P_E = P_0$

Despejando se obtiene:

$$\overline{I_{LM}} = \frac{V_0}{r_t R(1 - D)} \quad (17)$$

Esta expresión muestra que la corriente media por  $L_M$  depende únicamente de la tensión de salida, de la relación de transformación del transformador, de la carga del mismo y por supuesto del ciclo de trabajo el cual condiciona la carga y descarga de  $L_M$ .

### 2.3-DISEÑO DEL CONDENSADOR DE SALIDA Y DE LA INDUCTANCIA MAGNETIZANTE.

El cálculo necesario, para el diseño tanto del condensador de salida, como para la inductancia magnetizante, estará condicionado por el incremento de tensión de salida ( $\Delta V_o$ ) o rizado, y por el incremento de corriente a través de la  $L_m$  ( $\Delta L_m$ ), los cuales son fijados por el diseñador. Se muestran de nuevo las formas de onda de la corriente por el condensador, corriente de entrada, corriente que atraviesa el diodo y la corriente por  $L_m$  en la *Figura 2.9*

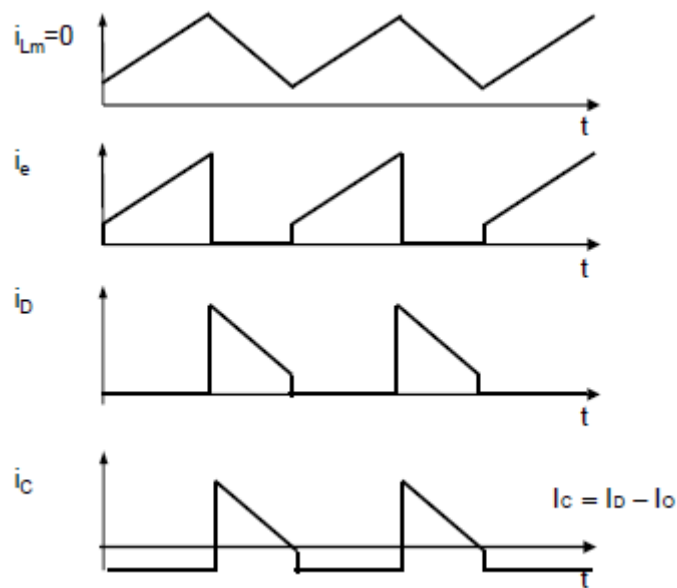


Figura 2.9 Formas de onda corriente [18]

Para calcular la expresión de la inductancia es necesario tener en cuenta que la corriente a través de  $L_m$  es la composición de la corriente de entrada en  $t_{on}$  y la corriente a través del diodo ( $I_D$ ), la cual es la misma que la corriente de salida ( $I_o$ ) durante  $t_{off}$ .

El incremento de corriente por la bobina vendrá dado por la expresión:

$$\Delta I_{Lm} = \frac{1}{L_m} \int V_{Lm} dt = \frac{1}{L_m} V_E DT = \frac{1}{L_m} V_o r_t (1 - D) T \quad (18)$$

Despejando  $L_m$  :

$$L_m = \frac{1}{\Delta I_{Lm}} V_0 r_t (1 - D) T \quad (19)$$

En la *Figura 2.10* se puede observar las formas de onda correspondientes a la tensión y la corriente a través del condensador.

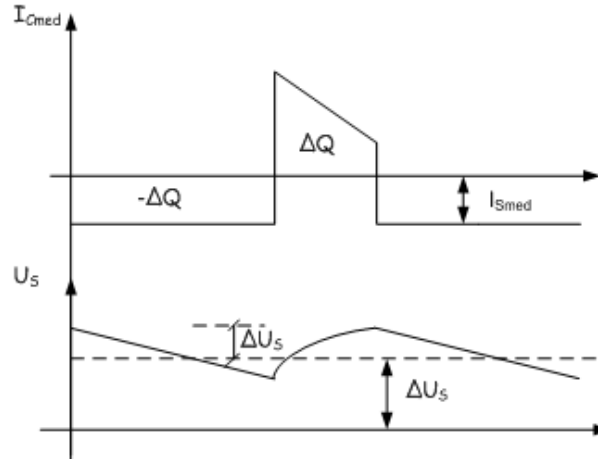


Figura 2.10 Formas de onda carga y descarga del condensador [16].

Siendo  $V_s = V_0$

$$\Delta V_c = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{V_0 D T}{C R} \quad (20)$$

Despejando  $C$  de la ecuación se obtiene el valor de la capacidad del condensador que se debe colocar, además de esto se debe tener en cuenta la tensión máxima que es capaz de soportar el componente.

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta U_c} = \frac{V_0 D T}{\Delta U_c R} \quad (21)$$

Si se quiere calcular los valores críticos de  $L_m$  y  $C$  se deben realizar los cálculos para trabajar en la frontera entre MCC y MCD, como ya se dijo anteriormente se debe cumplir la siguiente condición:

$$\frac{\Delta I}{2} = I_{med} \quad (5)$$

## 2.4-CONTROL DEL CONVERTIDOR.

Para lograr un correcto funcionamiento del convertidor, es necesario llevar a cabo una acción de control del mismo.

El control del sistema se puede realizar de dos formas, control analógico o control digital. Debido a que el control tiene características parecidas en ambos casos y que el precio es similar, nos decantamos por el control analógico por las siguientes razones:

-Más sencillo de implementar.

-En nuestra aplicación no se precisa de la flexibilidad que es capaz de dar el microprocesador, con el chip de control analógico es suficiente.

Partiendo de la base de un control analógico, se estudiarán los tipos de controles que mejor se amolden al diseño. Como el sistema a desarrollar tiene una frecuencia fija, estudiaremos los diferentes tipos de control que existen para estas características.

### 2.4.1-CONTROL EN MODO Tensión

El control en modo tensión es el control más tradicional en fuentes conmutadas. Ha sido el control más empleado hasta la entrada del control en cascada, con un lazo de corriente interno y uno externo de tensión. Su esquema se muestra en la *Figura 2.11*:

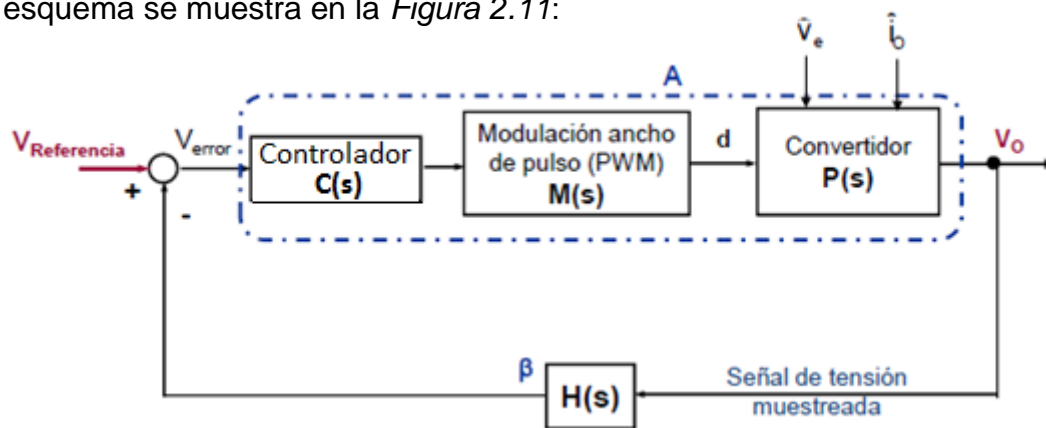


Figura 2.11 Diagrama de bloques control en modo tensión.

En el control en modo tensión, la tensión de salida se compara con una tensión de referencia. El resultado de esta comparación da lugar a una señal de error que se introducirá en nuestro controlador. El controlador puede ser de diversas maneras, el más empleado es el proporcional integral (PI). La señal de salida del controlador es introducida en un modulador de ancho de pulso (PWM) cuya salida controla la activación y desactivación de los interruptores, controlando de esta forma su ancho de pulso.

## 2.4.2-CONTROL EN MODO CORRIENTE

El control en modo corriente es el más utilizado en la actualidad en el diseño y construcción de fuentes conmutadas. En el control en modo corriente se añade un lazo interno de control. El lazo interno no posee controlador. Se usa la corriente como señal de retroalimentación para lograr el control del voltaje de salida.

Consiste en un lazo interno que muestrea el valor de la corriente y abre los interruptores tan pronto como la corriente llega a cierto valor establecido por el lazo externo de tensión. De esta forma, el control de corriente logra una respuesta más rápida que el modo de voltaje.

Este modo de control es posterior al control en modo tensión y presenta una serie de ventajas respecto al mismo:

- Control feed-forward del voltaje de entrada, lo que provoca una buena regulación en lazo abierto.

- Se elimina el polo existente en la bobina del filtro en el modo de tensión y debido a ello, se pasa de un modelo de segundo orden a un modelo de primer orden.

- No genera problemas de estabilidad de lazo.

- Limitación de la corriente.

Dentro del control en modo de corriente podemos diferenciar varios tipos de control, nosotros estudiaremos dos, control de la corriente promediada y control por pico de corriente.

### 2.4.2.1-CONTROL POR CORRIENTE PROMEDIADA

En este tipo de control, la tensión de control determina el valor medio de la corriente que atraviesa la bobina. En la *Figura 3.12* Se representa el esquema del modo de control en corriente promediada y las formas de onda que representan el modo de control.

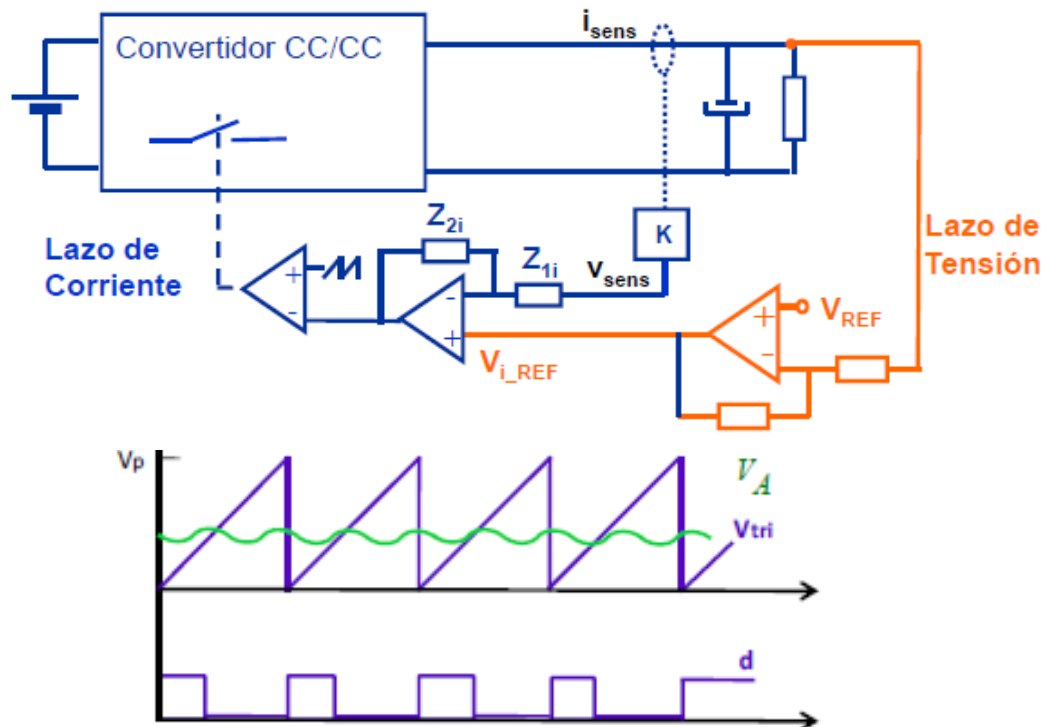


Figura 2.12- Control en modo corriente promediada [17]

Como se puede observar en la *Figura 2.12* este tipo de control se basa en la amplificación del error producido por la diferencia de tensión entre el lazo de corriente y el de tensión. Esa diferencia de tensión es comparada con una señal triangular mediante la cual obtenemos una señal cuadrada, esta nos permite controlar el funcionamiento del convertidor. Si la diferencia de tensión aumenta, aumentará el ciclo de trabajo, y si disminuye disminuirá, controlando de esta manera el funcionamiento del convertidor.

Las ventajas que presenta este tipo de control son:

- Regula el valor medio de la corriente.
- Posee una elevada ganancia del lazo de corriente debida al amplificador de error del lazo de corriente.
- No presenta inestabilidades para un ciclo de trabajo ( $D$ )  $>0.5$ ,
- La tensión de entrada casi no afecta a la ganancia del lazo de corriente.
- Posee mayor inmunidad al ruido ya que el modulador recibe el valor medio de la señal sensada.

A parte de las ventajas descritas, este modo de control presenta una serie de inconvenientes como son, la necesidad del diseño de un controlador más complejo, posibles oscilaciones con el filtro de entrada y la necesidad de un amplificador operacional adicional.

### 2.4.2.2 -CONTROL POR PICO DE CORRIENTE

En este método de control, el instante en que el interruptor se enciende viene dado a frecuencia fija, por un generador de pulsos que activa un flip-flop. La señal que controla el apagado del interruptor se produce por la comparación entre la muestra de la corriente que pasa por el interruptor y la señal de referencia. El esquema de un convertidor Flyback genérico con control en modo corriente de pico, así como las formas de onda correspondiente a este tipo de control se pueden observar en la *Figura 2.13*.

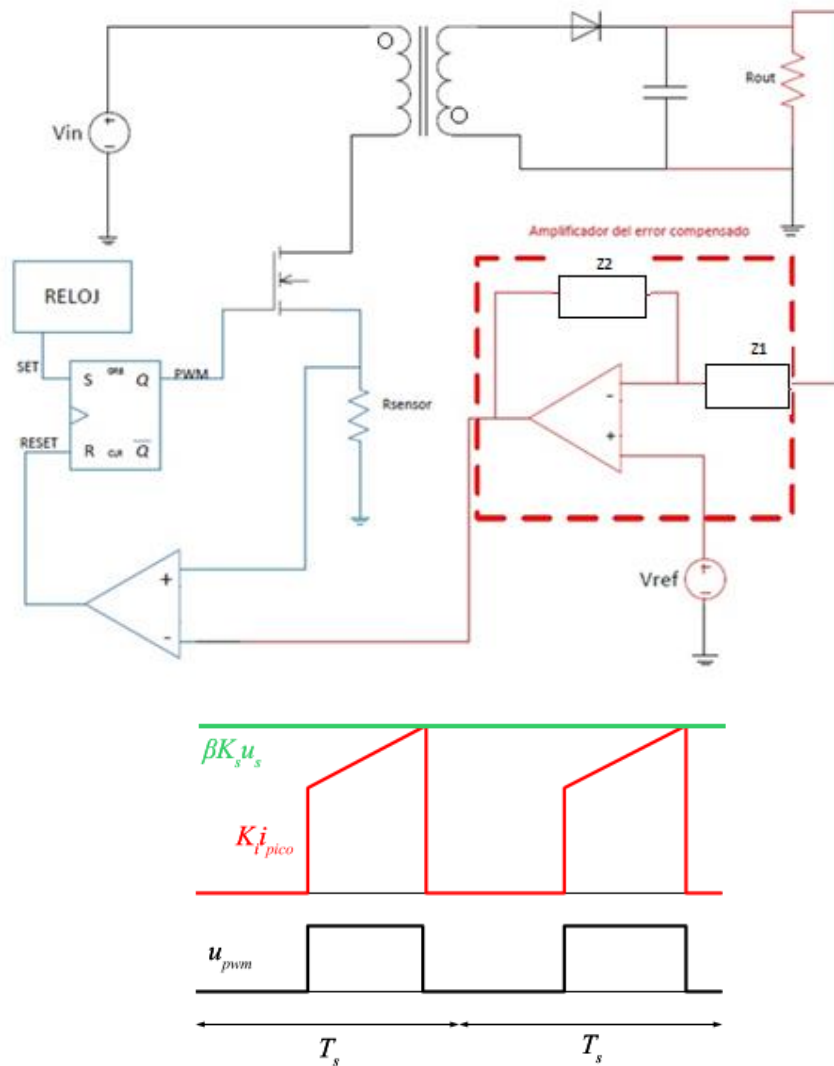


Figura 2.13-Control en modo corriente de pico

Como se puede observar en las formas de onda de la *Figura 2.13* se establece un threshold de comparación y cuando la tensión se eleva hasta ese threshold se activa la señal de Reset y el convertidor se apaga, de esta manera se controla el ciclo de trabajo del convertidor aumentando o disminuyendo, llevándose a cabo el correcto funcionamiento del convertidor.



El convertidor Flyback es controlado mediante una señal PWM, la cual se genera a partir de la comparación entre una tensión y una señal triangular de frecuencia igual a la frecuencia de conmutación. La corriente a través de la bobina es convertida a tensión a partir del sensor de corriente.

El lazo de tensión se basa en un amplificador operacional trabajando como amplificador de error compensado, que al igual que en el modo de control de tensión y el modo de control de corriente promediada, amplifica la diferencia entre la tensión regulada y la tensión que se usa para el control.

Los componentes que forman el control son:

- a. Un reloj que genera los flancos que indican el inicio de cada ciclo. El reloj también se utilizará para generar la rampa de compensación que garantiza la estabilidad del bucle para ciclos de trabajo superiores a 0.5.
- b. Un bloque restador que sustrae a la tensión de control la rampa de compensación.
- c. Un comparador.
- d. Un biestable SR que controla los intervalos de conducción del transistor.

## 2.5-CONCLUSIONES

Dentro de las topologías de control estudiadas se ha escogido el control por corriente de pico. Los otros tipos de controles se han descartado por las siguientes razones:

El control en modo tensión no controla la corriente que circula por el circuito, quedando éste desprotegido contra sobrecorriente.

El modo de control por corriente promediada, no es capaz de detectar un pico de corriente hasta que no empiece el ciclo de trabajo. Este pequeño tiempo de espera del control podría romper los interruptores por corrientes de pico.

A pesar de tener el inconveniente de introducir una compensación por rampa, este control presenta una serie de ventajas que precisa el circuito.

Para la fuente a diseñar se utilizará un control a frecuencia fija, el control por corriente de pico limitará la corriente evitando cortocircuitos. Además, alargará la vida útil de los interruptores. Por estos motivos, este tipo de control es el más adecuado para el proyecto a desarrollar.

### 3. DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN

### 3.1-REVISIÓN DE ESPECIFICACIONES.

Antes de hacer ningún cálculo, se deben tener en cuenta una serie de requisitos y/o especificaciones. Las cuales ya se explicaron en el CAPÍTULO 1.

Como ya se especificó con anterioridad el formato de la fuente a realizar será el PC-104(se explicará en detalle posteriormente).

El convertidor que se va a implementar tendrá cuatro salidas, a +12V,-12V,+5V,+3.3V, como se puede observar en la *Figura 3.1*.

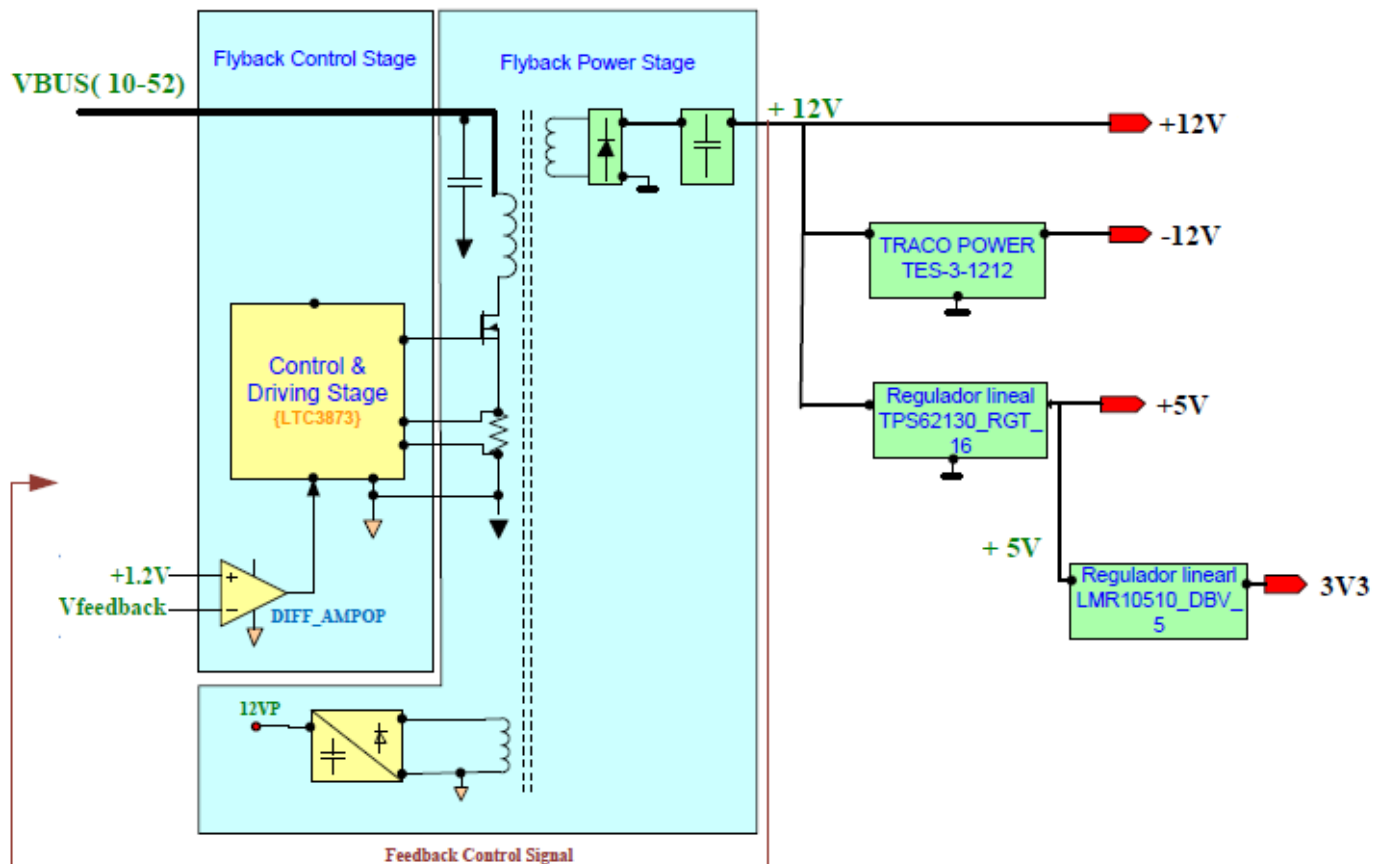


Figura 3.1 Esquema de la fuente detallado.

En la *Figura 3.1* se muestra un diagrama (esquema) bastante representativo, del convertidor a realizar separando claramente la etapa de potencia de la de control, quedando totalmente diferenciados todos los elementos pertenecientes al primario y al secundario.

Se ha desarrollado un diagrama de Gantt en el que aparece especificado la duración de cada tarea así como la persona a cargo de la misma, para consultar dicho diagrama diríjase al Anexo 8.6.

### 3.2-SELECCIÓN DEL TRANSFORMADOR.

En capítulos anteriores se explicó el funcionamiento y como realizar los cálculos necesarios para diseñar el transformador.

En el presente proyecto no se diseñará el transformador, se utilizarán componentes comerciales. Para la elección del componente se debe tener en cuenta que el transformador pueda abarcar todos los requisitos y que cumpla las siguientes ecuaciones para el correcto funcionamiento del driver.

$$V_0 = \frac{V_E D}{r_t(1 - D)} \quad (15)$$

$$L_m = \frac{1}{\Delta I_{Lm}} V_0 r_t (1 - D) T \quad (19)$$

$$\frac{\Delta I}{2} \leq I_{med} \quad (4)$$

Teniendo en cuenta las ecuaciones anteriores, y después de realizar una búsqueda en las principales empresas de electrónica, se seleccionó el transformador 750310617 de WURTH Electronics. En la *Figura 3.2* se ve la disposición de los pines del transformador, mientras que en la *Figura 3.3* se muestran las características del mismo.

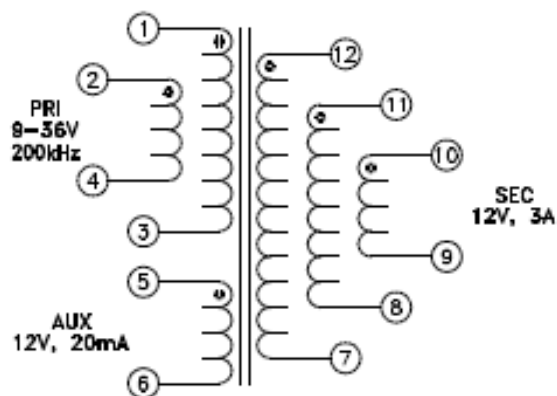


Figura 3.2 Transformador

ELECTRICAL SPECIFICATIONS @ 25°C unless otherwise noted:

PARAMETER		TEST CONDITIONS	VALUE
D.C. RESISTANCE	1-3	@20°C	0.018 ohms max.
D.C. RESISTANCE	2-4	@20°C	0.020 ohms max.
D.C. RESISTANCE	5-6	@20°C	0.130 ohms max.
D.C. RESISTANCE	7-10	tie(7+8+9, 10+11+12), @20°C	0.023 ohms max.
INDUCTANCE	1-4	tie(1+2, 3+4), 100kHz, 100mVAC, Ls	4.50uH ±10%
LEAKAGE INDUCTANCE	1-4	tie(1+2, 3+4, 7+8+9+10+11 +12), 100kHz, 10mVAC, Ls	150nH max.
DIELECTRIC	1-12	tie(2+3, 4+5, 7+8+9), 1875VAC, 1 second	-
URNS RATIO		(2-4):(1-3)	1:1, ±3%
URNS RATIO		(5-6):(1-3)	1.166:1, ±3%
URNS RATIO		(12-9):(1-3), tie(7+8+9, 10+11+12)	1.166:1, ±3%

Figura 3.3 Tabla de características del transformador

Utilizando ecuación (15) y fijando  $V_0$  a 12V , se despeja el ciclo de trabajo.

$$D = \frac{V_0 r_t}{V_E + V_0 r_t} = 0.3109 \quad (22)$$

Calculamos el  $\Delta I_{Lm}$ :

$$L_m = \frac{1}{\Delta I_{Lm}} V_0 r_t (1 - D) T \quad (19)$$

$$\Delta I_{Lm} = \frac{1}{L_m} V_0 r_t (1 - D) T = 8.1A \quad (18)$$

Fijando un rendimiento del 80% ( $n = 0.8$ ):

$$I_E = \frac{P_0}{V_E D n} = 5.16A \quad (23)$$

Por lo que se cumple la condición para que funcione en MCC.

### 3.3-DISEÑO DEL CONTROL

El tipo de control escogido para el diseño y realización del Flyback es un control a frecuencia fija, como ya se indicó anteriormente en el subcapítulo 2.4. Para el diseño del control se ha seleccionado el LTC3873 de Linear, puesto que cumple con las características requeridas para este proyecto. El esquema interno de dicho integrado es el mostrado en la *Figura 4.4*:

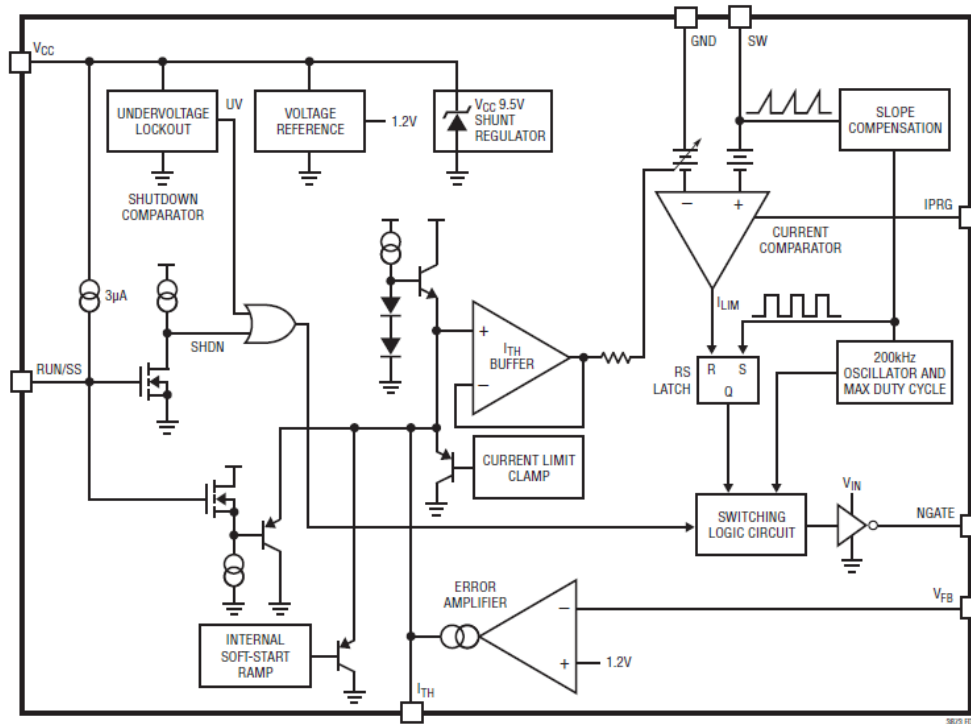


Figura 3.4 Esquema interno LTC3873 [15].

El circuito integrado ya realiza internamente el lazo de corriente y el de tensión. Externamente se debe configurar el sensado de corriente, la adecuación de la tensión de control, el soft-start y la tensión de entrada, asegurando el arranque y mantenimiento del mismo.

### 3.3.1- ACONDICIONAMIENTO DEL CIRCUITO DEL DRIVER, DISEÑO DEL BUS PRINCIPAL.

Lo primero será acondicionar la entrada VCC para que funcione correctamente. Del datasheet del LTC3873 se obtienen los siguientes datos.

- Tensión threshold de encendido  $\geq 8.4V$ .
- Tensión threshold de apagado, una vez el chip esté funcionando  $\leq 4V$ .
- La corriente de entrada debe ser inferior a 25mA.

Modo de funcionamiento de arranque y apagado del driver, esquema adjunto en la *Figura 3.5*

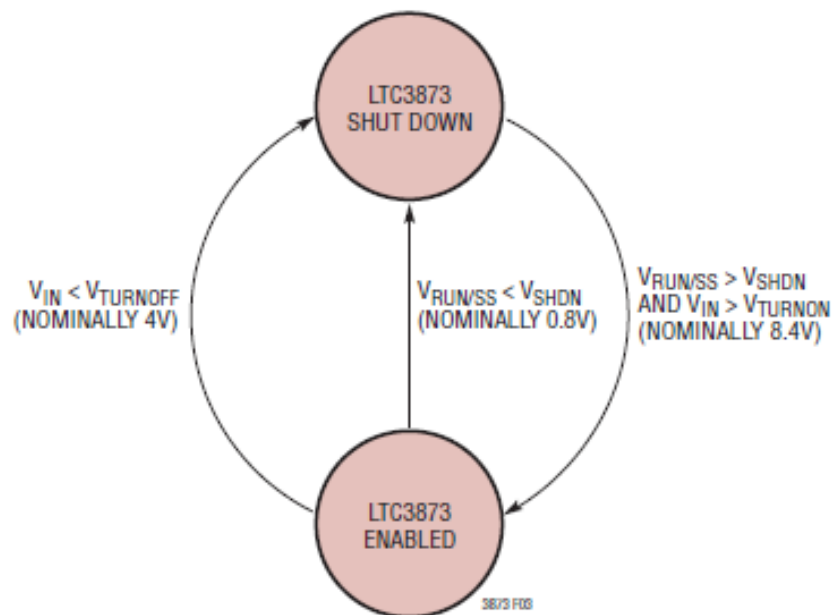
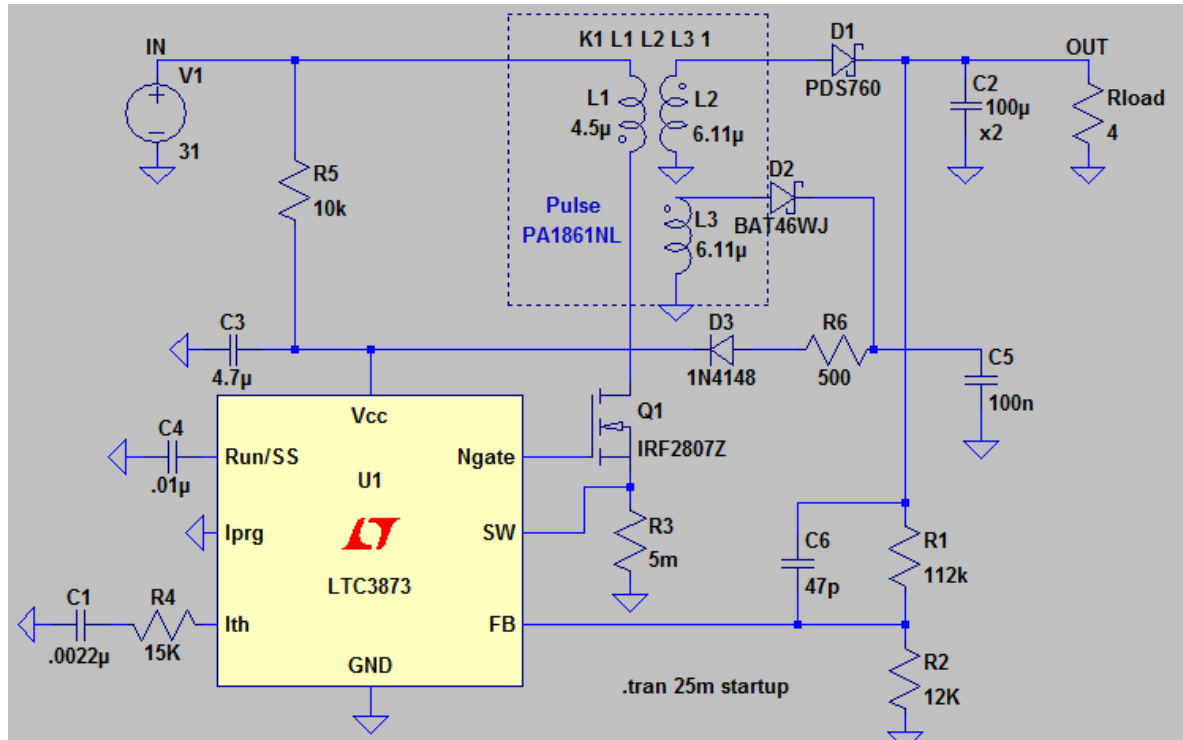


Figura 3.5 Control de encendido y apagado del LTC3873 [15].

El esquema anterior muestra que para que el integrado comience a trabajar es necesario que la tensión de entrada sea superior a 8.4V, y que además  $V_{RUN/ss}$  este por encima de  $V_{SHDN}$  (0.7V). Esto último es lo que condiciona el Soft-Start.

A continuación se adjunta el esquemático realizado en LTSpiceIV para ayudar a la comprensión de lo que se va a explicar. *Figura 3.6*



**Figura 3.6 Esquema eléctrico del convertidor**

El esquemático realizado en Orcad en el que se diferencian claramente las tierras y por lo tanto queda totalmente claro que el convertidor está provisto de aislamiento galvánico se muestra en el Anexo 8.5 ( Diseño Jerárquico en Orcad).

Lo primero que se debe hacer es asegurar que la corriente de entrada ( $I_{VCC}$ ) sea inferior a 25mA, esto lo aseguramos mediante R5 y R6:

Antes de que arranque el driver la corriente de entrada ( $I_{VCC}$ ) es igual a:

$$I_{VCC} = \frac{V_{in} - V_{cc}}{R_5} \quad (24)$$

Según aumente  $V_{cc}$  la corriente de entrada disminuirá. El valor de  $V_{cc}$  depende del condensador  $C_3$  a medida que se cargue  $V_{cc}$  aumentará, por lo que para  $I_{V_{CC}max}$  la tensión  $V_{cc}$  será igual a 0.



$$I_{VCCmax} = \frac{V_{in}}{R_5} = 3.1mA \quad (25)$$

Después del arranque, fijando  $V_{cc}$  a la tensión mínima de mantenimiento se calculará  $I_{VCCmax}$  en arranque:

$$I_{VCCmax} = \frac{V_{in} - V_{cc}}{R_5} + \frac{V_{reg} - V_{cc}}{R_6} = 21.8mA \quad (25)$$

Datos:

$$V_{ccmin} = 4V$$

$$V_{inmax} = 52V$$

$$V_{reg} = 12.5V$$

Para  $I_{VCCnom}$

$$I_{VCC} = \frac{V_{in} - V_{cc}}{R_5} + \frac{V_{reg} - V_{cc}}{R_6} = 12.56mA \quad (24)$$

Datos:

$$V_{ccmin} = 7.4V$$

$$V_{inmax} = 31V$$

$$V_{reg} = 12.5V$$

De esta manera se asegura cumplir con la condición de no superar nunca 25mA.

Para mantener constante la tensión de entrada  $V_{cc}$  se coloca el condensador  $C_3(4.7\mu)$ , además de esta tiene otra misión, que es la explicada anteriormente. Hasta que su tensión no sea mayor que la tensión threshold de encendido (8.4V), el integrado no se pondrá en funcionamiento.

El tiempo que tarda el condensador en llegar a la tensión threshold será mayor o menor dependiendo de la tensión de entrada, cuanto mayor sea la tensión mayor será la corriente que cargará el condensador y antes superará el threshold. Dicho comportamiento viene condicionado por la siguiente expresión:

$$V_t = V_0 \left( 1 - e^{\frac{-t}{RC}} \right) \quad (26)$$

$$\frac{t}{RC} = \log \left( \frac{V_t}{V_0} - 1 \right) \quad (27)$$

$$t_{nom} = 16.4ms$$

Siendo:

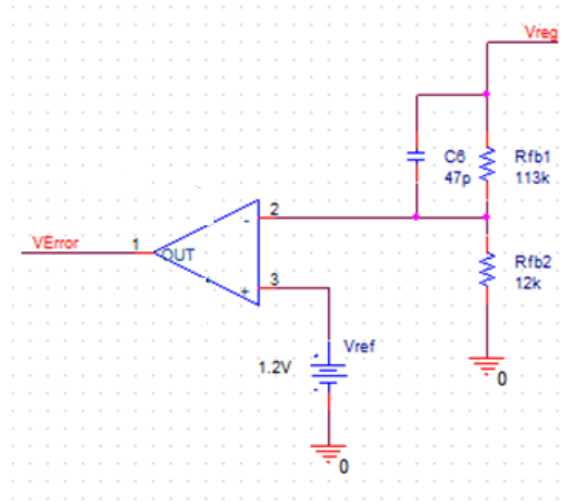
$V_t$ = Tensión del condensador.

$V_0$ =Tensión de la fuente.

$RC$ = Capacidad del condensador multiplicada por la resistencia serie del circuito.

## DISEÑO DE REALIMENTACIÓN DE TENSIÓN.

El comparador de tensión del circuito integrado, posee una referencia con respecto a la que compara la tensión de realimentación  $V_{ref} = 1.2V$ , cuya precisión es del  $\pm 1.5\%$ . Esta será la precisión de la tensión de salida. Dicha etapa queda representada en la *Figura 3.7*



**Figura 3.7 Comparador de tensión.**

La salida tendrá una tensión de 12V por lo que mediante un divisor debemos adecuarla. La ecuación que describe esta operación es la siguiente:

$$V_0 = 1.2 * \left( 1 + \frac{R_{fb2}}{R_{fb1}} \right) \quad (28)$$

De esta manera un mínimo incremento o decremento de la tensión de salida es detectada por el comparador y corregida, aumentando o reduciendo el ciclo de trabajo.

Las resistencias escogidas son de 113KΩ y 12KΩ.

$$V_0 = 1.2 * \left( 1 + \frac{113K\Omega}{12K\Omega} \right) = 12.5V \quad (28)$$

Así evitamos tener un bus inferior a 12V por culpa de la caída de tensión en el resto de componentes.

## DISEÑO SOFT-START.

El LTC3873 está diseñado de tal manera, que si dejamos el pin RUN/SS al aire se tendría un Soft-Start de 3.3ms, este puede ser aumentado añadiendo un condensador externo desde RUN/SS a tierra. La corriente de carga del condensador será igual a 3uA.

## DISEÑO DEL SENSADO DE CORRIENTE.

Realmente no se mide corriente sino el voltaje que ve la resistencia de sensado. A través de esta resistencia circula la misma corriente que por el mosfet, y al controlar la tensión estamos controlando dicha corriente.

Dependiendo de cómo conectemos el pin IPRG tendremos un pico máximo de tensión para poder medir en la resistencia o menor. La *Tabla 3.1* muestra las tres opciones disponibles:

Tabla 3.1. Tensiones de medida.

IPRG	$V_{min}(mV)$	$V_{nominal}(mV)$	$V_{max}(mV)$
GND	95	110	125
FLOAT	165	185	210
VIN	265	295	325

En este diseño se conectara IPRG directamente a GND, por lo tanto la  $R_{sensing}$  será igual a :

$$R_{sensing} = \frac{110mv}{I_{max}} \quad (29)$$

Con una resistencia de 5mΩ se asegura no pasar nunca ese límite

## DISEÑO DE LA RESISTENCIA DE CARGA.

Como ya se mencionó con anterioridad una vez dimensionadas las salidas llegamos a la conclusión de que vamos a necesitar un bus de 12V y aproximadamente 2.8A por lo que el bus principal llevara una carga de +12V y 3 A. De esta manera ya queda calculada la resistencia de salida.

$$R_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}} = \frac{12V}{3A} = 4\Omega \quad (30)$$

## DISEÑO ETAPA DE SALIDA:

### DIODOS.

Se deben de tener en cuenta varios parámetros para seleccionar el tipo de diodo adecuado. Dependiendo de la etapa en la que se vayan a utilizar proporcionaran un mejor resultado si son de un tipo o de otro.

Para las etapas de salida lo conveniente es utilizar un diodo tipo Schottky, ya que son diodos ideales para aplicaciones de conmutación, puesto que presentan una corriente inversa mucho menor cuando son polarizados inversamente. La forma de onda de la corriente y el voltaje por el diodo es representada en la *Figura 3.8*

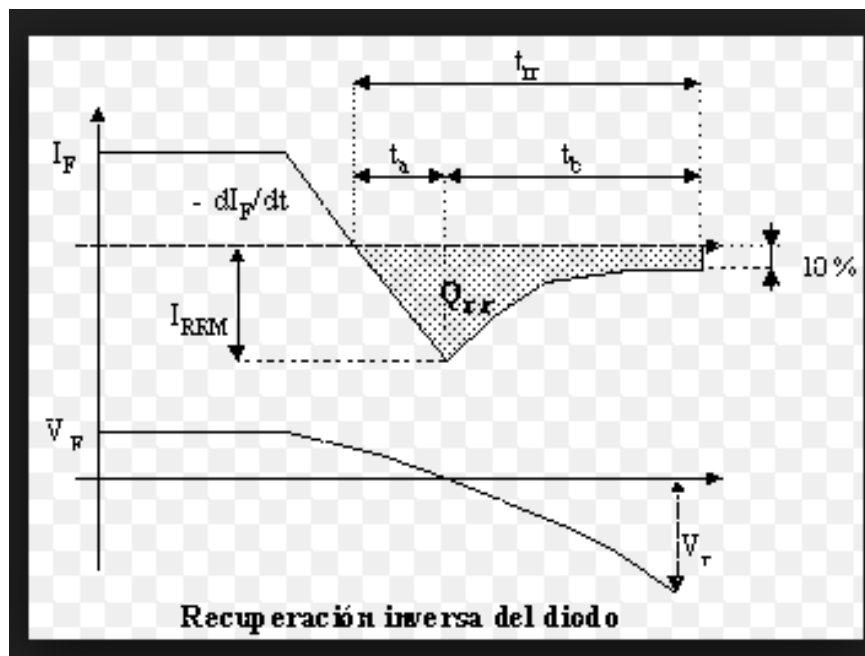


Figura 3.8 Forma de onda recuperación inversa del diodo [16].

Para situaciones en las que el diodo viese una tensión inversa muy elevada, se tendrían que utilizar diodos Ultrafast, o Fast este tipo de diodos son para aplicaciones de alta tensión.

La máxima tensión inversa que verán los diodos será igual:

$$V_{reverse} = V_{out} + V_p \frac{N_2}{N_1} \quad (31)$$

Es decir la tensión de salida, más la tensión del devanado primario relegada en el secundario.

$$V_{reverse} = 12 + \frac{31}{1.66} = 30.67V \quad (31)$$

La tensión de rotura del PDS760 es 60V muy inferior a 30.67.

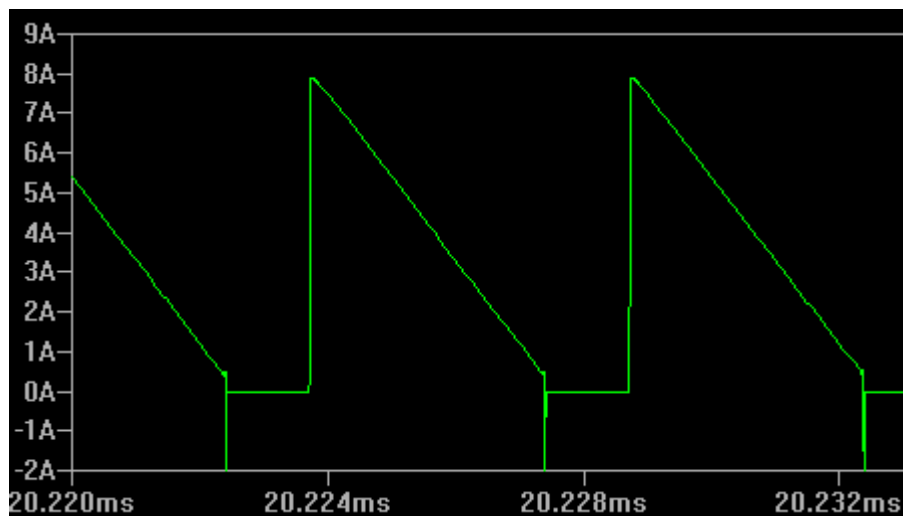
La máxima corriente que circulará por el diodo será la corriente de salida dividida por (1-D) ya que durante  $t_{on}$  el diodo no conduce, esto se puede apreciar en la *Figura 4.9*

$$\overline{I_D} = \frac{I_{out}}{(1-D)} \quad (32)$$

$$I_{Pmax} = \overline{I_D} + \frac{N_1}{2N_2} \Delta I_S \quad (33)$$

$$I_{Pmin} = \overline{I_D} - \frac{N_1}{2N_2} \Delta I_S \quad (34)$$

A continuación se adjunta una gráfica que muestra la corriente por el diodo de salida:



**Figura 3.9 Corriente a través de los diodos de salida**

Debemos tener en cuenta también la tensión de polarización del diodo para calcular la tensión de salida y la de los devanados, como ya se explicó anteriormente. Los diodos Schottky tienen una tensión de polarización baja, lo cual les convierte junto con el resto de características en los diodos ideales para este tipo de aplicaciones.

Por último debemos tener en cuenta la potencia disipada por el diodo:

$$P_D \approx V_D \overline{I_D} \quad (35)$$

$V_D$  es la tensión umbral del mismo.

### Diseño filtro condensador

Como ya se mencionó con anterioridad, el condensador de salida sirve para acondicionar el rizado de tensión que tendrá la salida. El rizado de tensión en las salidas de este convertidor está fijado en un máximo del 10%.

$$\Delta V_{out} = 0.1 V_{out}$$

$$\Delta V_{out} = \frac{V_{out} DT * 1.3}{CR} = \frac{I_{out} DT}{C} * 1.3 \quad (36)$$

Se aplica un coeficiente de 1.3 para evitar que las derivas térmicas, por edad del componente y coeficiente inicial de variación puedan influir en el comportamiento.

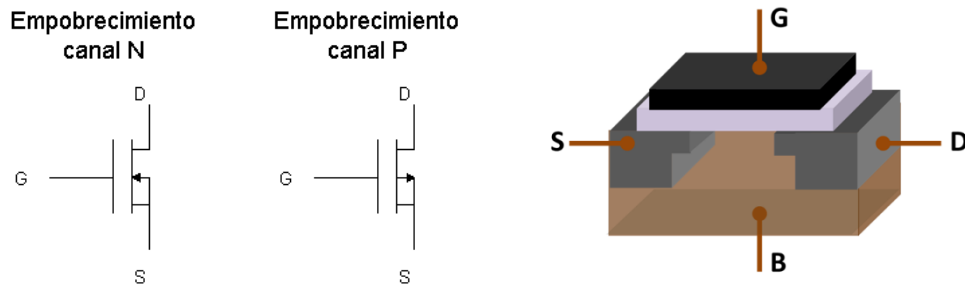
Por consiguiente despejando C:

$$C = \frac{V_{out} DT * 1.3}{\Delta V_{out} R} = \frac{I_{out} DT * 1.3}{\Delta V_{out}} \quad (37)$$

Además ha de tenerse en cuenta la tensión que soportara el condensador, es decir  $V_{out}$ . Se debe aplicar un derating al valor de tensión de entre un 30-50% para asegurar el correcto funcionamiento.

## DISEÑO Y ELECCIÓN DEL INTERRUPTOR DE POTENCIA

El semiconductor que se utilizará como interruptor en esta aplicación, será un MOSFET de canal N. Utilizando un BJT necesitaríamos una alta corriente de base para polarizar el transistor. La razón por la que se utilizará un MOSFET en vez de un IGBT, es porque es mejor para las frecuencias en las que se va a trabajar. En la *Figura 3.10* se muestran los tipos de Mosfets existentes.



**Figura 3.10 Transistor Mosfet [6].**

Anteriormente se explicó porque este semiconductor era el idóneo para este tipo de aplicaciones.

Para llevar a cabo la elección del componente se tendrá en cuenta:

- Máxima tensión  $V_{DS}$  soportada por el transistor.
- $V_{GS}$  threshold para que trabaje en saturación.
- Potencia que es capaz de disipar ( $R_{DSon}$  y tiempos (trise y t fall)).

La máxima  $V_{DS}$  que soporta el transistor se produce durante  $t_{off}$  es decir en (1-D) siendo aproximadamente nula en  $t_{on}$ . Durante  $t_{off}$  la tensión que ve el transistor es igual a la composición de la tensión de entrada y la tensión del devanado secundario reflejada en el primario es decir:

$$V_{DSmax} = V_p + V_s \frac{N_p}{N_s} \quad (38)$$

$$V_{DSmax} = V_p + (V_{out} + V_D) \frac{N_p}{N_s} \quad (39)$$

$$V_{DSmax} = 42.23V$$

El transistor escogido es el IRF2807Z, cuya  $V_{DSmax} = 75V$



Con respecto a  $V_{GS}$  simplemente hay que considerar que debe ser superior a la tensión threshold especificada por el fabricante y nunca superior a la máxima, para evitar que pueda estropearse. Esto último se evitaría con la colocación de un diodo Zener entre los terminales puerta y surtidor fijando la tensión máxima.

La potencia disipada por el interruptor estará determinada por la cantidad de energía disipada durante el período de conducción ( $t_{on}$ ) y la disipada durante los tiempos de conmutación ( $t_{rise}, t_{fall}$ ). Para el mosfet escogido la potencia que disipará será:

$$P_{disipada} = P_{cond} + P_{sw} \quad (40)$$

$$P_{cond} = \left(\frac{I_e}{d}\right)^2 * R_{DSon} \quad (41)$$

$$P_{cond} = 118.4mW$$

$$P_{sw} = \frac{1}{2}VI(t_{rise} + t_{fall})f_{sw} \quad (42)$$

$$P_{sw} = 1.86W$$

Como la resistencia  $R_{DSon}$  aumenta en función de la temperatura será calculada para peor caso.

$$R_{DSon_{100^{\circ}C}} = R_{DSon_{25^{\circ}C}} * 1.6 \quad (43)$$

$$R_{DSon_{100^{\circ}C}} = 0.012$$

$$P_{cond} = 192mW$$

$R_{DSon_{25^{\circ}C}}$  = valor unitario.

1.6= coeficiente proporcional.

$f_{sw}$  = frecuencia de comutación.

### 3.4-DISEÑO DE LAS SALIDAS REGULADAS.

En capítulos anteriores, se decidió que para la obtención de las diferentes salidas se utilizaría un bus principal, y a partir de este mediante reguladores lineales se hallarían el resto de salidas.

En el tercer capítulo se ha realizado y explicado paso a paso como diseñar el convertidor para la obtención de dicho bus. En este se explicará simplemente el diseño de los reguladores lineales.

En la *Figura 3.11* se muestra un diagrama de bloques de lo que se va a implementar más tarde.

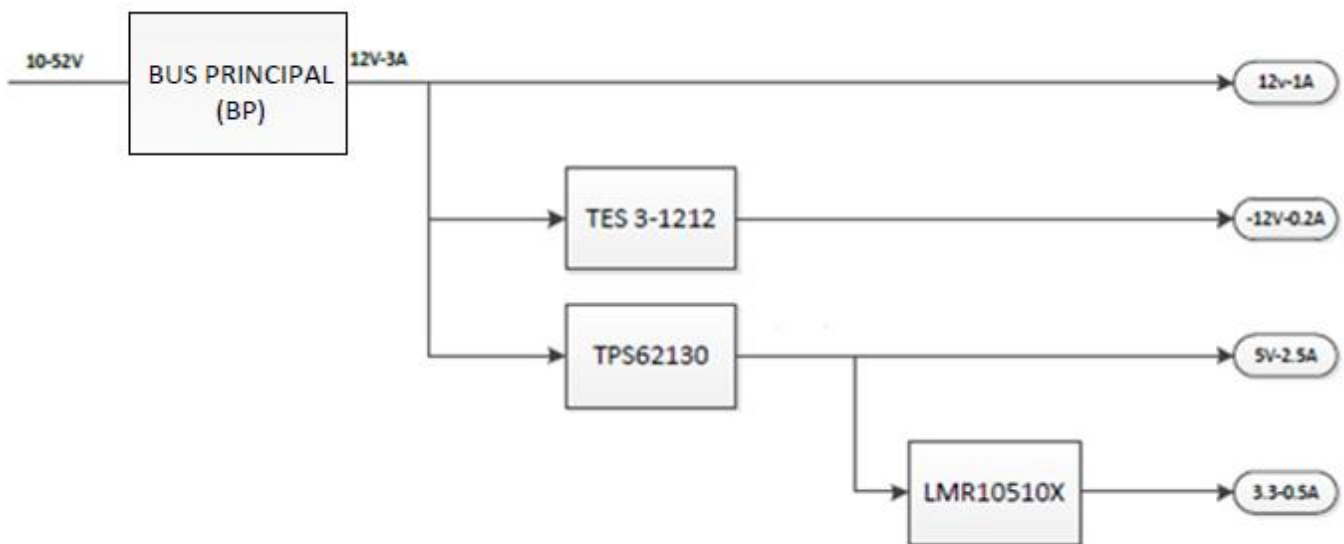


Figura 3.11 Diagrama de bloques del convertidor completo.

Aunque en un principio se use LTSpice para el diseño del convertidor, el esquemático global se hará en Orcad, puesto que el diseño de PCB se realizará con Orcad-Layout.

Se realizará un diseño jerarquizado, utilizando un modelo de bloques, integrando en cada bloque el subcircuito correspondiente. *Figura 3.12.*

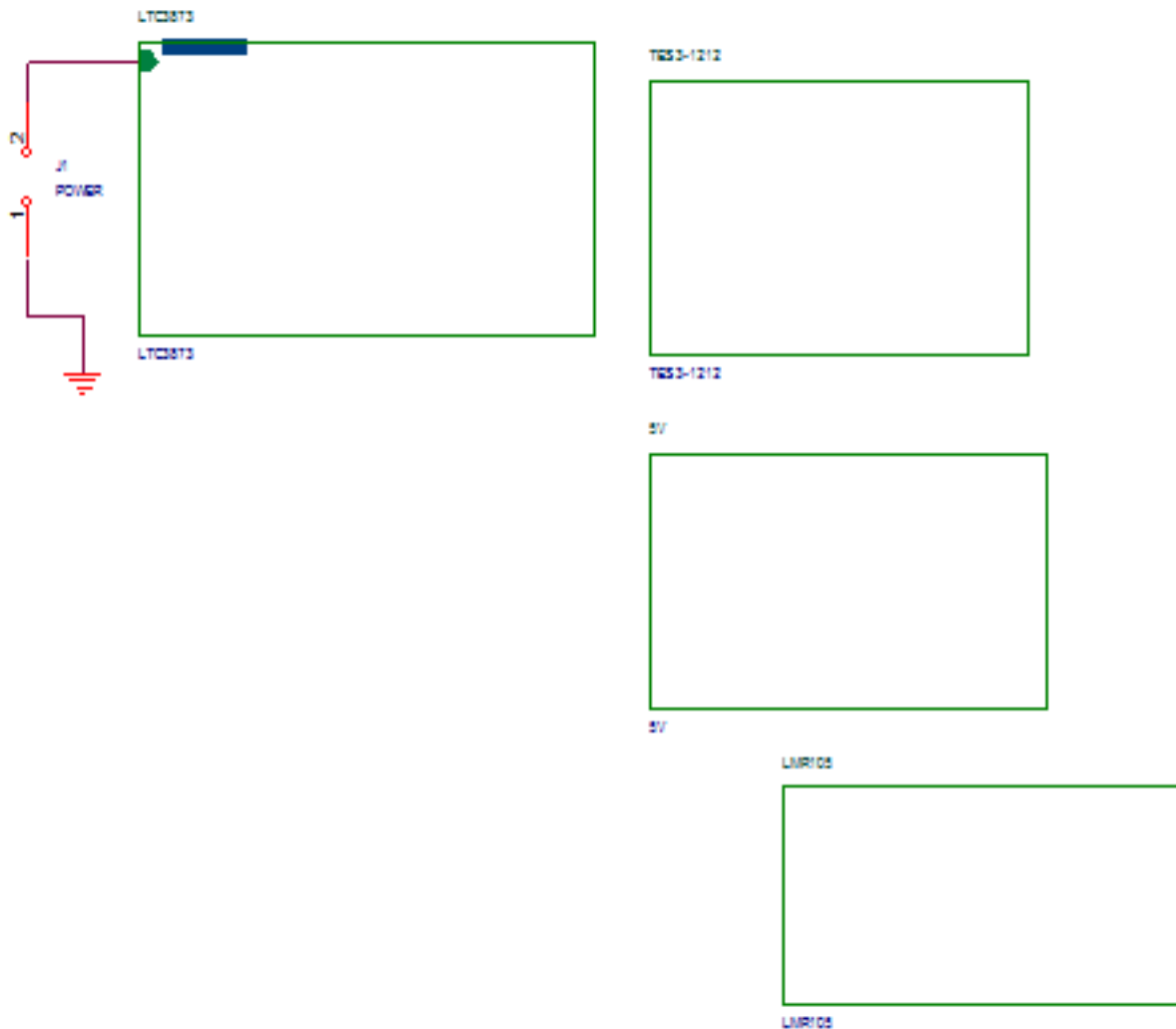


Figura 3.12 Diagrama de bloques en Orcad

## DISEÑO DEL BUS PRINCIPAL 12V-3A

En el primer bloque se encuentra toda la electrónica que se diseñó con el LTSpiceIV, es decir el convertidor con el que hayamos el bus de +12V. Esto ya se explicó anteriormente en el [apartado 3.3](#) por lo que se pasará directamente a mostrar el diseño de las demás salidas reguladas.

## DISEÑO DE LA SALIDA REGULADA -12V, -0.2A.

La salida de -12V y 0.2A será obtenida a partir del TES 3-1212. Este dispositivo es un convertidor DC-DC de la empresa TRACO POWER.

Su funcionamiento es muy simple y de bastante utilidad. Básicamente este componente nos permite obtener una tensión fija a la salida con una corriente de salida máxima, a partir de un intervalo de tensiones de entrada.

Este dispositivo puede ser configurado para salida única  $+V_{out}$  o  $-V_{out}$ , o para salida doble  $\pm V_{out}$ . Para el convertidor que estamos diseñando  $V_{out} = -12V$ .

Lo único que se ha de tener en cuenta es conectar los pines como se especifica en la hoja de características del componente. Finalmente se colocaran condensadores para las salidas de +12V y -12V.

A continuación se muestran el esquemático del subcircuito en la *Figura 3.13*. La hoja de características en la que se indica el funcionamiento del TES 3-1212 así como la tabla del conexionado de los pines del mismo se puede consultar en la bibliografía [1].

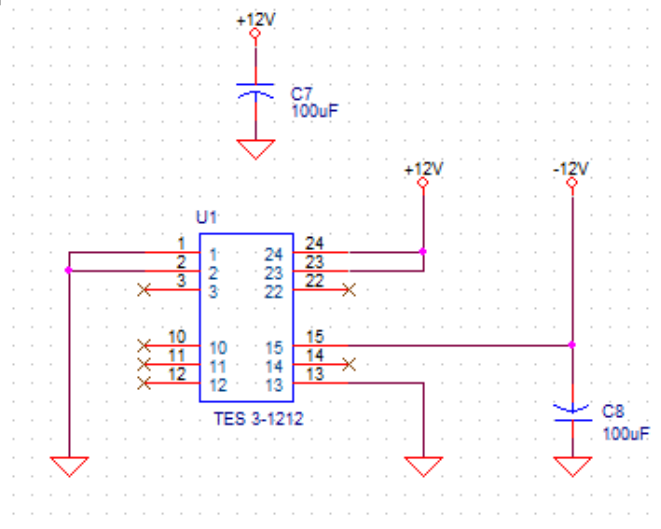


Figura 3.13 TES 3-1222

## DISEÑO DE LA SALIDA REGULADA 5V, 2.5A

Para las salidas de 5V y 3.3V se utilizará el software de Texas Instruments, “Power Architech”. Este software es de gran utilidad puesto que con introducir los parámetros de diseño necesarios ( $V_{in_{max}}$ ,  $V_{in_{min}}$ ,  $V_{out}$ ,  $I_{out}$ ,  $\Delta V_{out}$ ), nos proporciona el diseño del regulador de tensión. El bloque de 5V, contiene el circuito gobernado por el TPS62130 con el cual se obtendrá la salida de 5V y 2.5A. *Figura 3.14*. La hoja de características del TPS62130 se puede consultar en la bibliografía [].

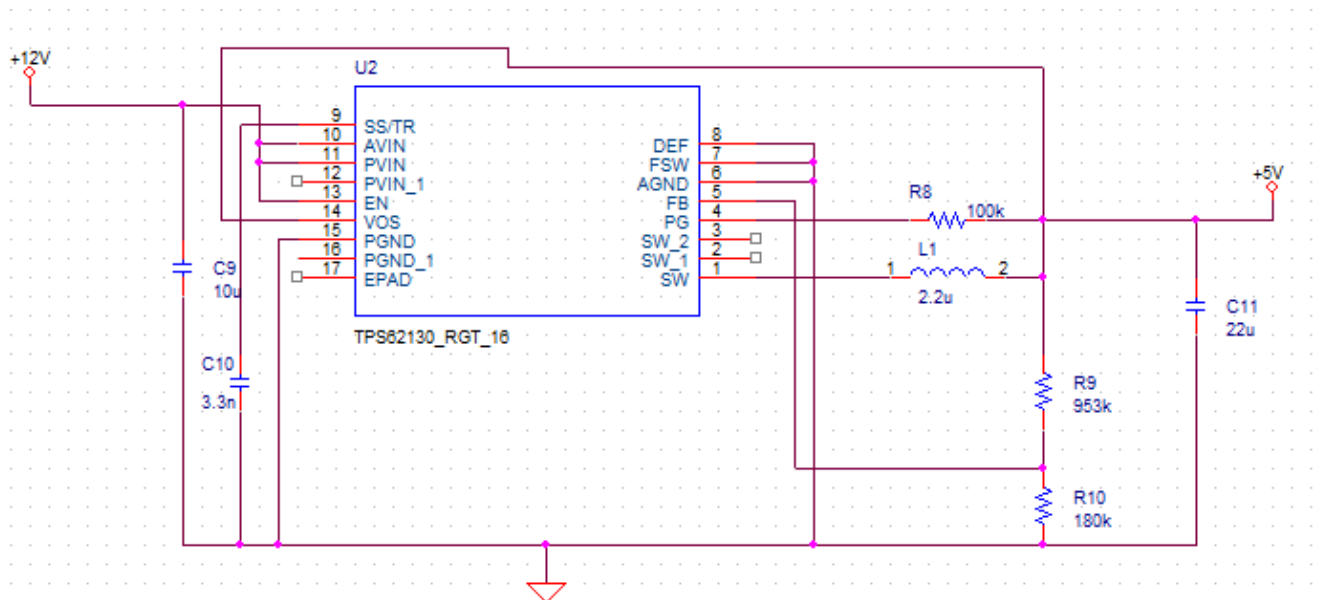


Figura 3.14 Esquema eléctrico del regulador TPS62130

Del TPS62130 obtenemos los 5V y 2.84A. Como se mostró en la *Figura 3.14* la salida de 3.3V y 0.5A se obtendrá a partir de esta.

## DISEÑO DE LA SALIDA REGULADA 3.3V,0.5A.

Por último el bloque cuya etiqueta es LMR105 tiene incluido el regulador, que servirá para obtener la salida de 3.3V y 0.5A. *Figura 3.15.* La hoja de características del LMR105 se puede consultar en la bibliografía [].

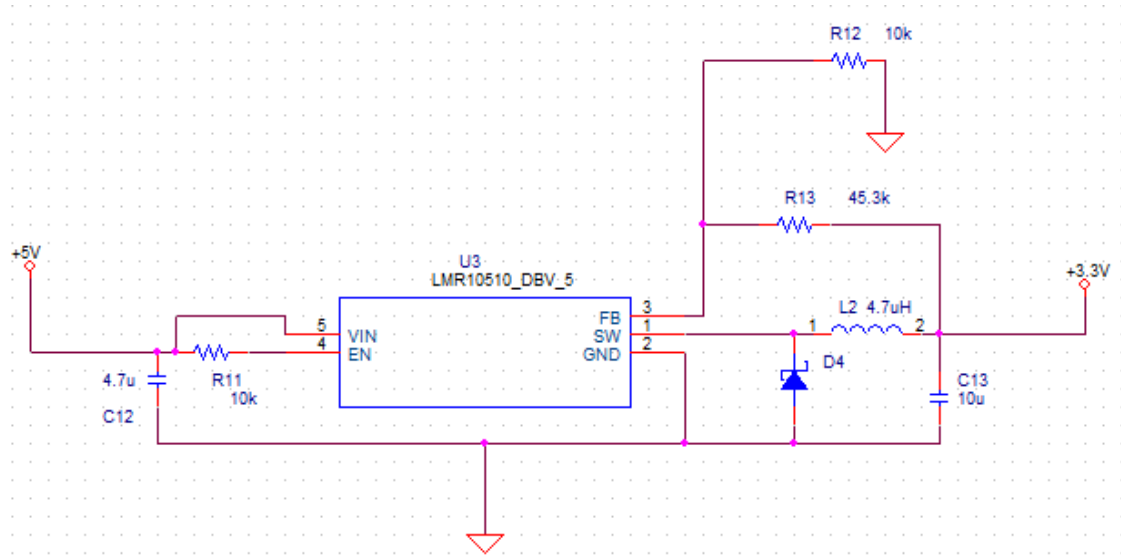


Figura 3.15 Esquema eléctrico del regulador LMR10510X

Tanto para el conector PCI-104Plus como para otros muchos componentes se ha realizado el símbolo del componente y su huella en PCB (Footprint).

### 3.5-DISEÑO DEL PCB

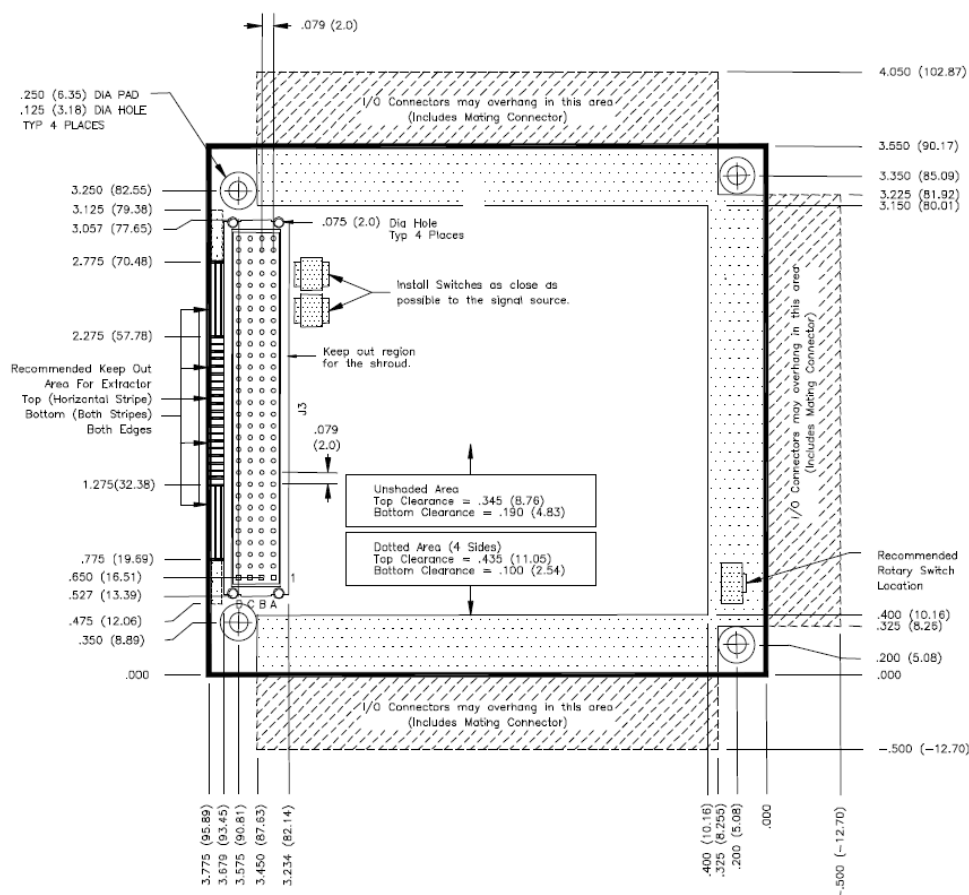
El diseño del PCB se realizará teniendo en cuenta diferentes requisitos.

- Debe ser integrable en el sistema.
- Dimensiones del PCB
- Número de capas en las que se realizará el rutado.
- Distribución de los componentes.
- Asignación de los pines de salida.
- Densidad de corriente por las pistas.
- Especificaciones del fabricante.

## DIMENSIONES DEL PCB.

En la *Figura 3.16* Se muestran las dimensiones que debe tener el PCB así como la colocación del conector PCI-104

Dimensions are in inches / (millimeters)



**Figura 3.16 Tamaño y posicionamiento PCB [13]**

## Número de capas en las que se realizará el rutado.

En el presente proyecto se realizará el rutado en cuatro capas:

Top, Bottom, Inner, Inner2.

En la capa Top y Bottom al ser externas se rutarán aquellas pistas por las que circule más corriente.

La capa Inner será utilizada para realizar dos planos de masa, uno para la masa de entrada y otro para la masa de salida, estando provisto de esta manera la fuente de aislamiento galvánico.

Idealmente, un plano de referencia es un área sólida de cobre que cubre todo el PCB no un trozo, sea continuo o en forma de rejilla

El uso de planos proporciona muchas ventajas:

- Tienen baja impedancia, y por tanto son una buena referencia en AF
- Permiten que las corrientes de AF circulen por el camino de mínima inductancia, reduciendo las emisiones en MC de cables y PCB
- Son imprescindibles para el buen rendimiento de los filtros de E/S
- El plano de referencia o imagen, mejora la SE (*Shielding Effectiveness*) entre pistas y componentes

Debe existir un plano bajo todos los componentes y pistas del PCB

Si los circuitos están bien separados, se puede usar el mismo plano para varias tensiones de alimentación

La capa Inner2 la utilizaremos para rutar las pistas que sean necesarias para evitar el cruce de pistas, las pistas rutadas en esta capa siempre serán pistas por las que circule muy poca corriente ya que es una pista interna.



## DISTRIBUCIÓN DE LOS COMPONENTES:

Se ha de tener en cuenta que se va a partir el plano de masa entre la masa de la parte de entrada y la de salida, ya que están aisladas, así que todos los componentes deben quedar encima de sus respectivos planos de masa. La separación entre los dos planos debe pasar por debajo del transformador.

Todos los conectores externos deberían estar juntos en un borde del PCB, sin circuitos intermedios para evitar d.d.p. por acoplo en MC.

En cuanto al posicionamiento de los condensadores, deben estar junto al CI, compartir el *pad* de alimentación y tener plano de tierra bajo los componentes.

Los beneficios del plano de masa, podrían perderse por una impedancia excesiva:

Se puede minimizar la inductancia/impedancia de las vías de interconexión:

- Reduciendo el espacio entre componentes y plano (*stack up* del PCB)
- Colocando muy juntas vías con corrientes opuestas (p.e. +5v y Gnd).
- Reduciendo su longitud (mejor usar *vias-in-pad*).
- Aumentando su anchura.

Estas reglas se pueden apreciar en la Figura 3.17.

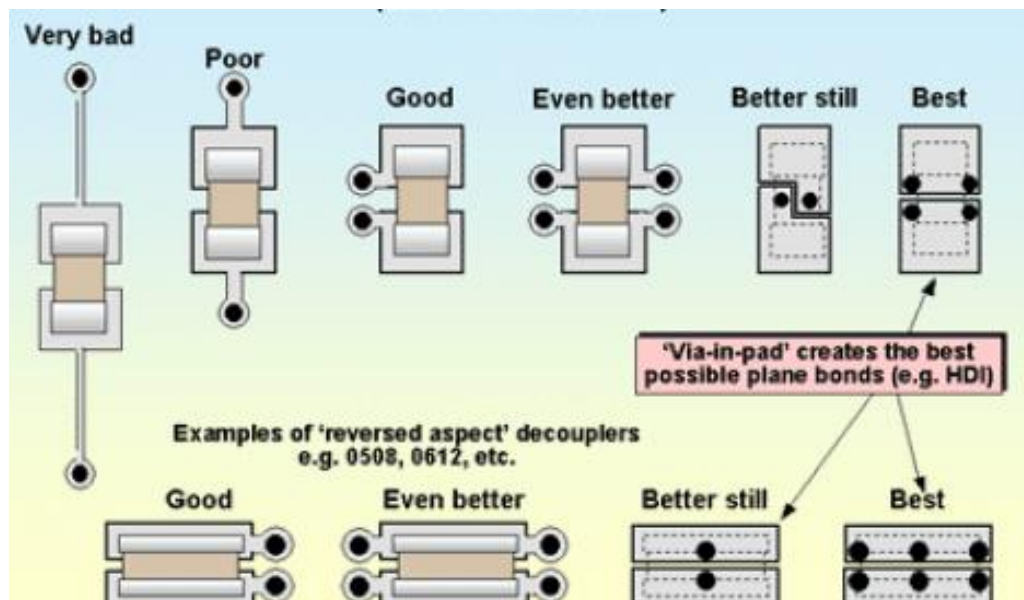


Figura 3.17 Rutado condensadores de desacoplo [10]

En general, no se debe usar zócalos para un CI ya que aumenta la inductancia del lazo de corriente.

## RUTADO DE LAS PISTAS:

A la hora de rutar lo primero que se hará será utilizar la opción que presenta Orcad Layout de rutado automático. Esto simplificará considerablemente la tarea, pero frecuentemente comete muchas violaciones de las normas de rutado, o simplemente deja pistas sin rutar. Una vez dicho esto, lo que se ha de hacer, es corregir a mano los errores de rutado y rutar aquellas pistas que no se hayan podido realizar.

Se han de tener varias consideraciones en cuenta:

- No se deben cortocircuitar pistas.
- Es aconsejable el uso de vías para evitar la situación anterior.
- Se deben evitar ángulos rectos.
- Se deben rutar en ángulo recto las pistas que conectan con los pines de los componentes.

## DENSIDAD DE CORRIENTE POR LAS PISTAS

Es necesario calcular el ancho mínimo de las pistas teniendo en cuenta la corriente que va a circular por ellas. Para realizar este cálculo se ha utilizado la aplicación PCB Trace Width Calculator. *Figura 3.18*

En la siguiente página web:

<http://circuitcalculator.com/wordpress/2006/01/31/pcb-trace-width-calculator/>

Es sencillo y fácil de usar.

Únicamente se ha de introducir como Inputs:

- Corriente que circula por la pista.
- Grosor del cobre.
- Aumento de temperatura permitido.
- Temperatura ambiente.

### Inputs:

Current	3	Amps
Thickness	70	um

### Optional Inputs:

Temperature Rise	10	Deg C
Ambient Temperature	25	Deg C
Trace Length	1	inch

### Results for Internal Layers:

Required Trace Width	70.0	mil
Resistance	0.00360	Ohms
Voltage Drop	0.0108	Volts
Power Loss	0.0324	Watts

### Results for External Layers in Air:

Required Trace Width	26.9	mil
Resistance	0.00938	Ohms
Voltage Drop	0.0281	Volts
Power Loss	0.0844	Watts

Figura 3.18 PCB Trace Width Calculator.

Como se puede observar es recomendable que las pistas por las que circula más corriente estén en capas externas, puesto que se necesita un ancho de pista mucho menor. Es por eso que en este proyecto se rutaran dichas pistas por la capa Top o por la Bottom.

## ASIGNACIÓN DE PINES.

Las salidas obtenidas las sacaremos a través de un conector PCI-104 el cual está compuesto de 120 pines. *Figura 3.20* Para saber cómo se debe conectar cada Pin es necesario consultar la tabla que muestra el conexionado de pines adjunta en el anexo 8.4.

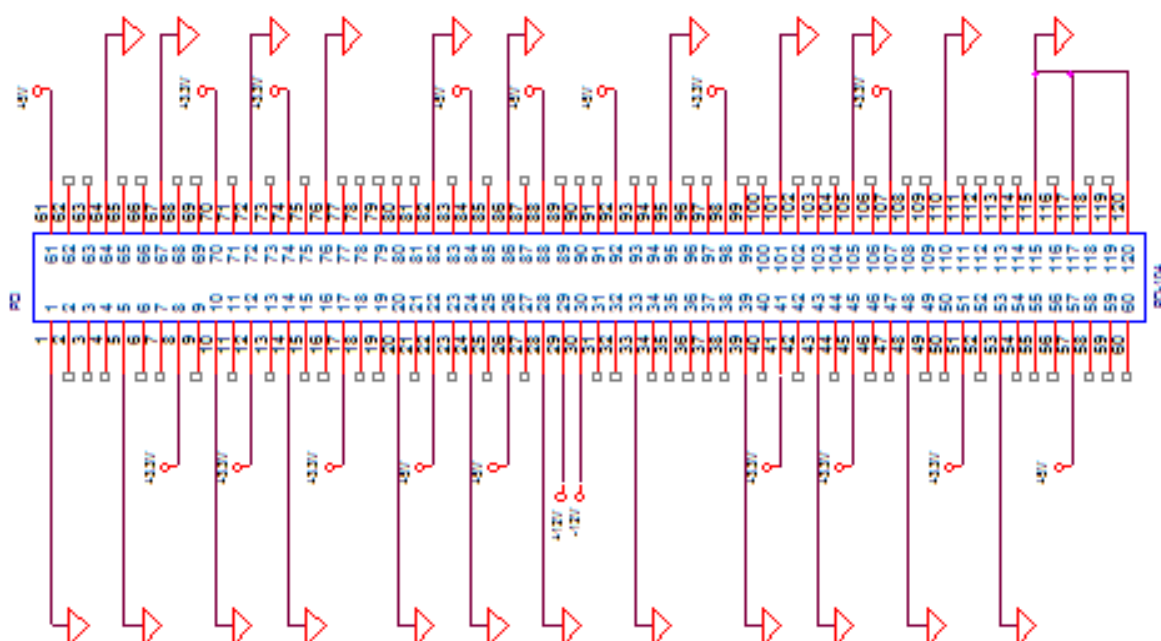


Figura 3.19 Conector PCI-104

Figura 3.20- Asignación de pines de alimentación al PCI-104

## CONSIDERACIONES TECNOLÓGICAS.

Como el PCB que se está diseñando se mandará a fabricar a una empresa, en este caso PCB-Pool Beta Layout, se han de tener en cuenta las especificaciones del fabricante. Esto evitará costes innecesarios y que no exista ningún tipo de problemas en la realización de la misma.

Especificaciones a tener en cuenta:

-Ancho de pistas.



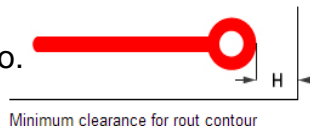
C 0,125/5\* Minimal  
0,15/6 Standard

-Separación mínima entre pistas.



B 0,125/5\* Minimal  
0,15/6 Standard

-Separación mínima con el contorno.



H - Minimal  
0,3/12 Standard

-Diámetro mínimo del pin de los componentes.



Smallest annular ring on component holes ( $/2 = \text{min. ring around the drill - greater than } 0,49 \text{ mm drillsize}$ )

$(F - G) / 2$   
- Minimal  
0,4/16 Standard

-Diámetro mínimo de las vías.



Smallest annular ring on vias ( $/2 = \text{min. ring around the drill - drillsize } 0,2 \text{ mm - } 0,49 \text{ mm drillsize}$ )

$(D - E) / 2$   
0,125/5\* Minimal  
0,15/6 Standard

-Soldermask.

El precio del PCB oscilará dependiendo de varios factores que son:

-Número de capas.

-Tamaño del PCB.

-Ensamblaje de componentes. → Número de componentes.

→ Tamaño de los mismos.

En este proyecto la misma empresa que desarrollará el PCB, será la encargada del montaje de los componentes. Esto presenta la ventaja de que la empresa asume toda la responsabilidad y en caso de fallo no hay lugar a dudas de quien debe responder por el error cometido. Además, normalmente es más barato y más rápido.

## 4. DISEÑO PCB.

#### 4.1- DISEÑO ORIGINAL.

En las Figuras 4.1 y 4.2 se muestra el diseño original del PCB. En la primera para poder observar sin problemas el rutado y colocación de componentes se ha desactivado la capa INNER para no visualizar los planos de masa. En la Figura 4.2 se puede apreciar perfectamente cómo se han separado perfectamente los planos de masa quedando de esta manera el convertidor provisto de aislamiento galvánico.

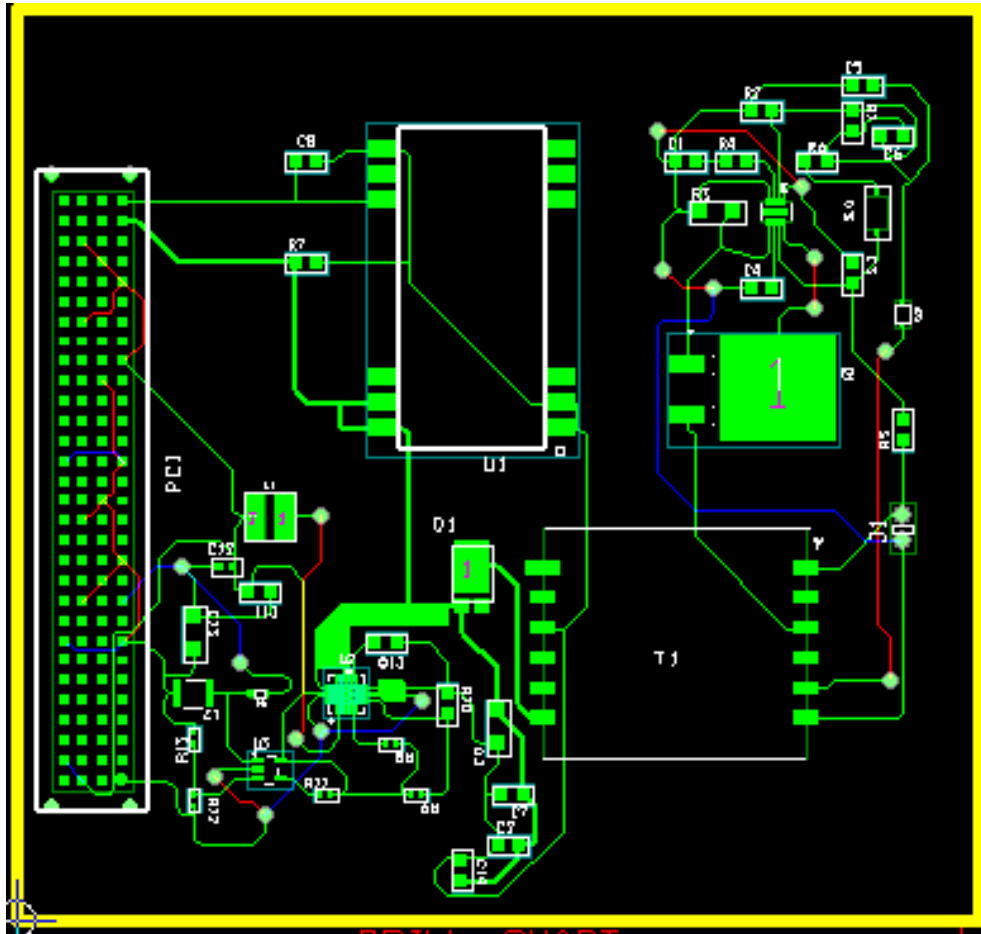


Figura 4.1 Rutado del PCB sin Plano de Masa

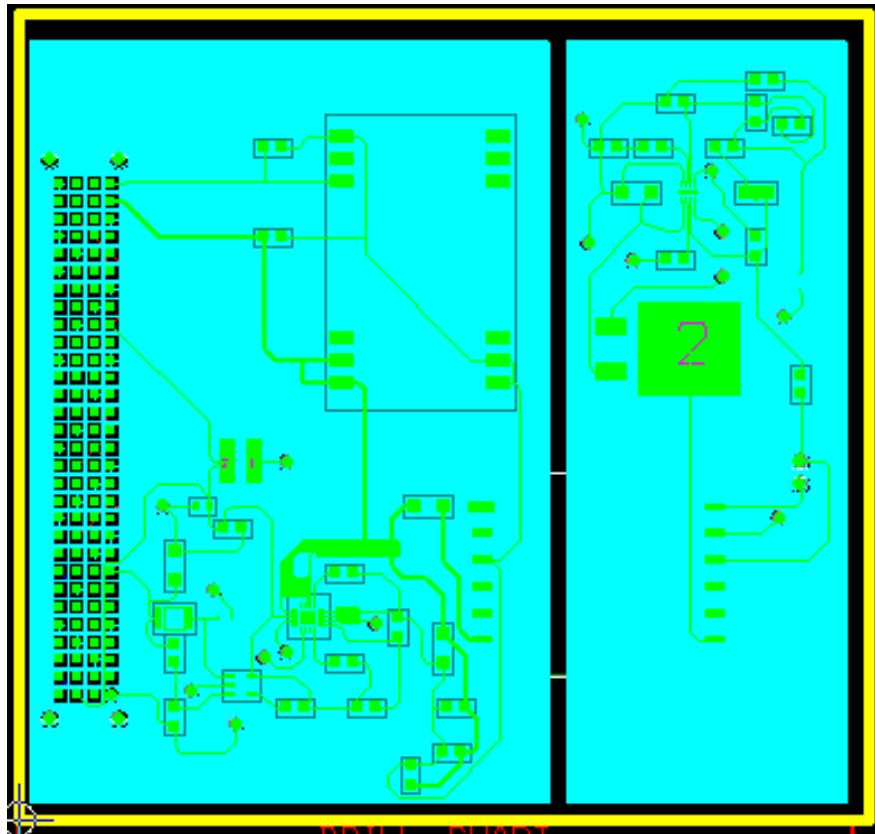


Figura 4.2 Rutado del PCB con Plano de Masa

## IMPRESIÓN DE FOTOLITOS.

A continuación se puede observar el fotolito de cada una de las capas utilizadas para el rutado de la tarjeta.

-Fotolito capa top *Figura 4.3*

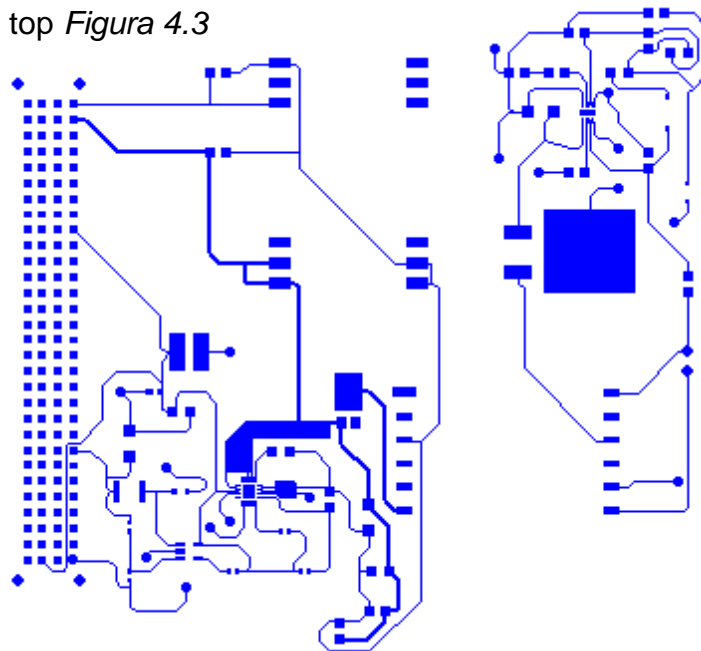


Figura 4.3. Fotolito capa TOP

-Fotolito capa Bottom *Figura 4.4*

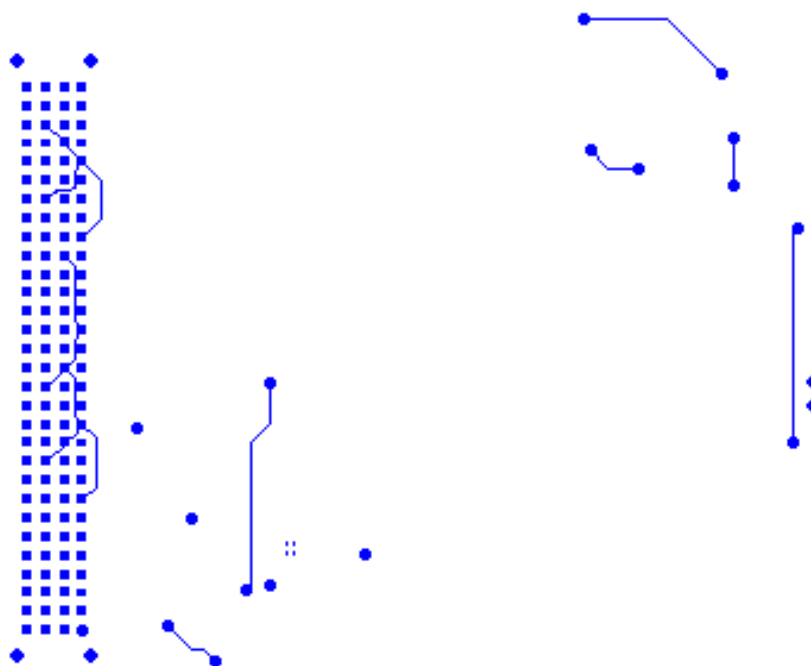


Figura 4.4. Fotolito capa Bottom

-Fotolito capa INNER *Figura 4.5*

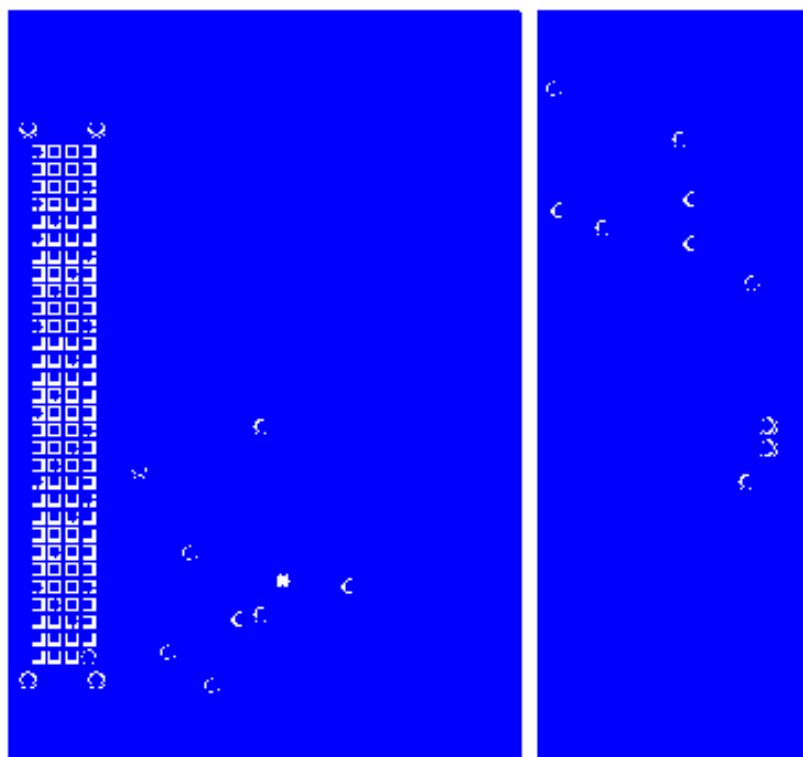


Figura 4.5- Fotolito Capa INNER.



-Fotolito capa INNER2 *Figura 4.6*

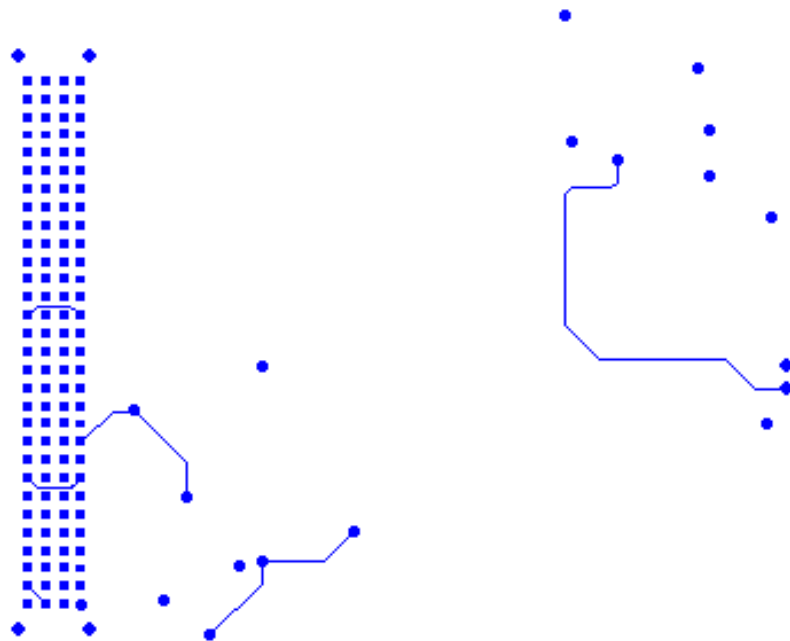


Figura 4.6. Fotolito INNER2

## 4.2-CAMBIOS SOBRE EL DISEÑO ORIGINAL.

En el *Capítulo 3*, se explicó el diseño realizado para la fuente de alimentación, y posteriormente en el *subcapítulo 4.1* se mostró el diseño del PCB, así como la impresión de los fotolitos de cada una de las capas del mismo.

En este subcapítulo se muestran los cambios que se han realizado en el diseño de la fuente de alimentación, para conseguir un correcto funcionamiento y alcanzar los requisitos establecidos.

En el diseño de la fuente se han realizado dos tipos de cambios:

### Cambios en el diseño de la fuente:

Se han realizado dos cambios, el primero eliminar la resistencia R7, la cual se utilizó en LTSpice para simular el diseño. El segundo cambio realizado es el de cambiar la polaridad entre la entrada y la salida del transformador al igual que se hizo previamente en LTSpice, de esta forma en una mitad del ciclo se mete energía en el primario del transformador y en la otra mitad se saca esta energía por el secundario, si está cambiado no funciona porque la tensión va subiendo hasta que algo se rompe. Al probar la fuente en el laboratorio lo primero en romperse fue el diodo, y posteriormente el Mosfet. Para terminar se cambió el diodo inicial PDS760 recomendado por el propio software de simulación por el IDP15E60 el cual si aguantaba los picos de tensión inversa. En la *Figura 4.7* se muestra el esquemático con los cambios de diseño remarcados.

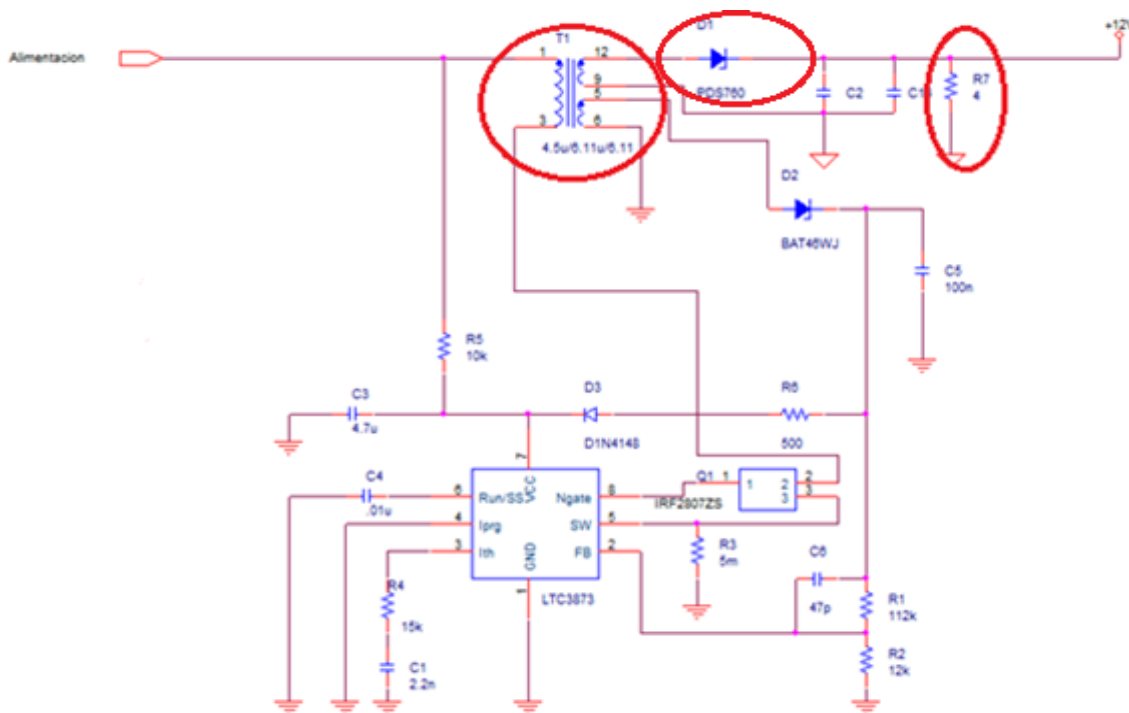


Figura 4.7 Errores de diseño de la fuente.

## Cambios en el diseño del PCB.

En el diseño de la PCB se han realizado cambios en el diseño de algunas Footprints y en la asignación de los pines a las mismas. A continuación se muestran los cambios realizados y su repercusión en el diseño de la tarjeta.

En la Figura 4.8 se muestra el diseño original de la Footprint (huella), mientras que en la Figura 4.9 se puede observar la Footprint del diseño final.

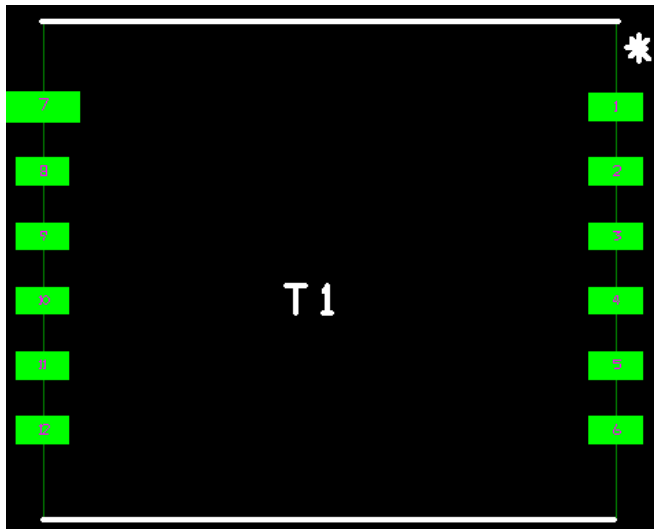


Figura 4.9 Footprint original del transformador.



Figura 4.8. Footprint final del transformador

Además del transformador se cambió la huella del transistor Q1 *Figuras 4.10 y 4.11*.

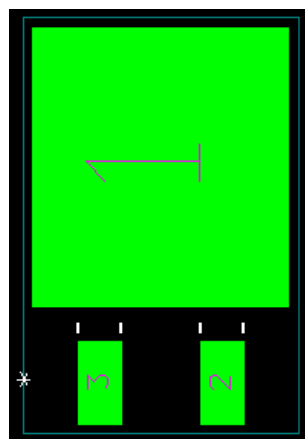


Figura 4.10 Footprint original del transistor.

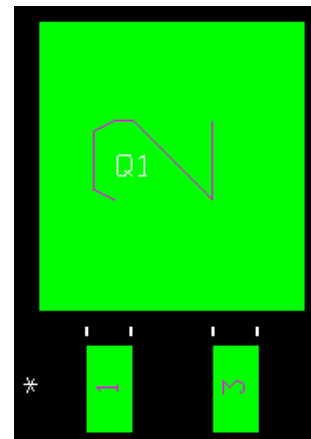


Figura 4.11 Footprint final del transistor.

Todos los cambios realizados tanto en el diseño del esquemático, como en el diseño del PCB se implementaron en el diseño final de la fuente de alimentación. En las Figuras 4.12 y 4.13 se muestran el diseño inicial de la fuente de alimentación y el diseño definitivo.

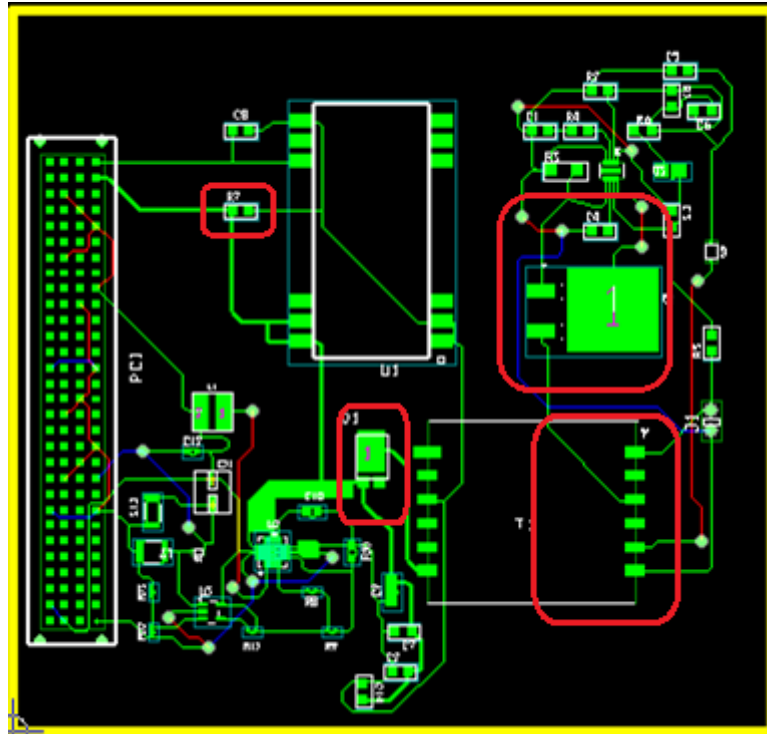


Figura 4.12 Diseño inicial del PCB.

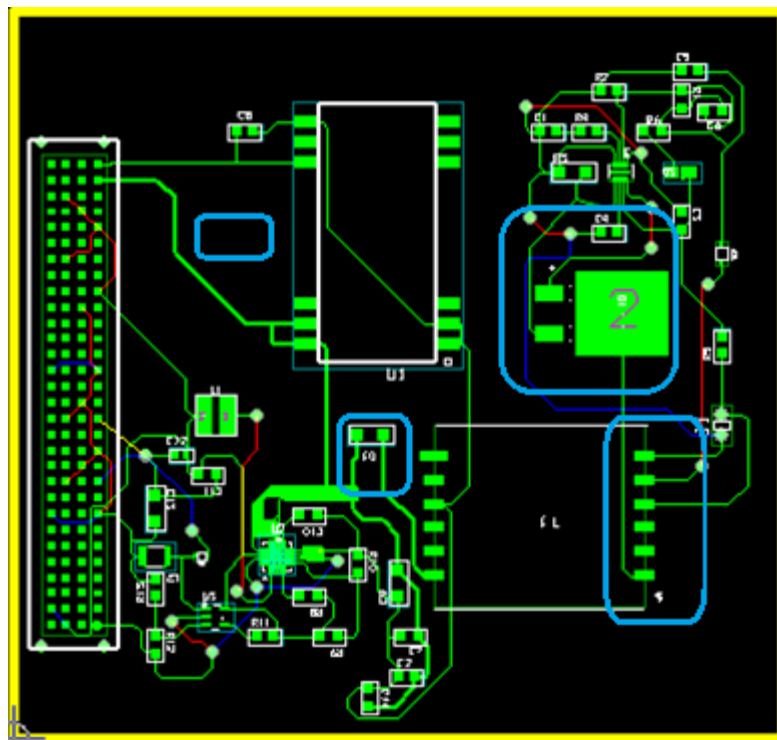


Figura 4.13 Diseño final del PCB.

Finalmente para acabar con la comparativa del diseño inicial y el final, se muestra la fuente tal y como se diseñó originalmente *Figura 4.14* (sin el transformador puesto que la huella era incorrecta y con las pistas ya cortadas) y la fuente modificada en el laboratorio para conseguir obtener el funcionamiento deseado. *Figura 4.15*.

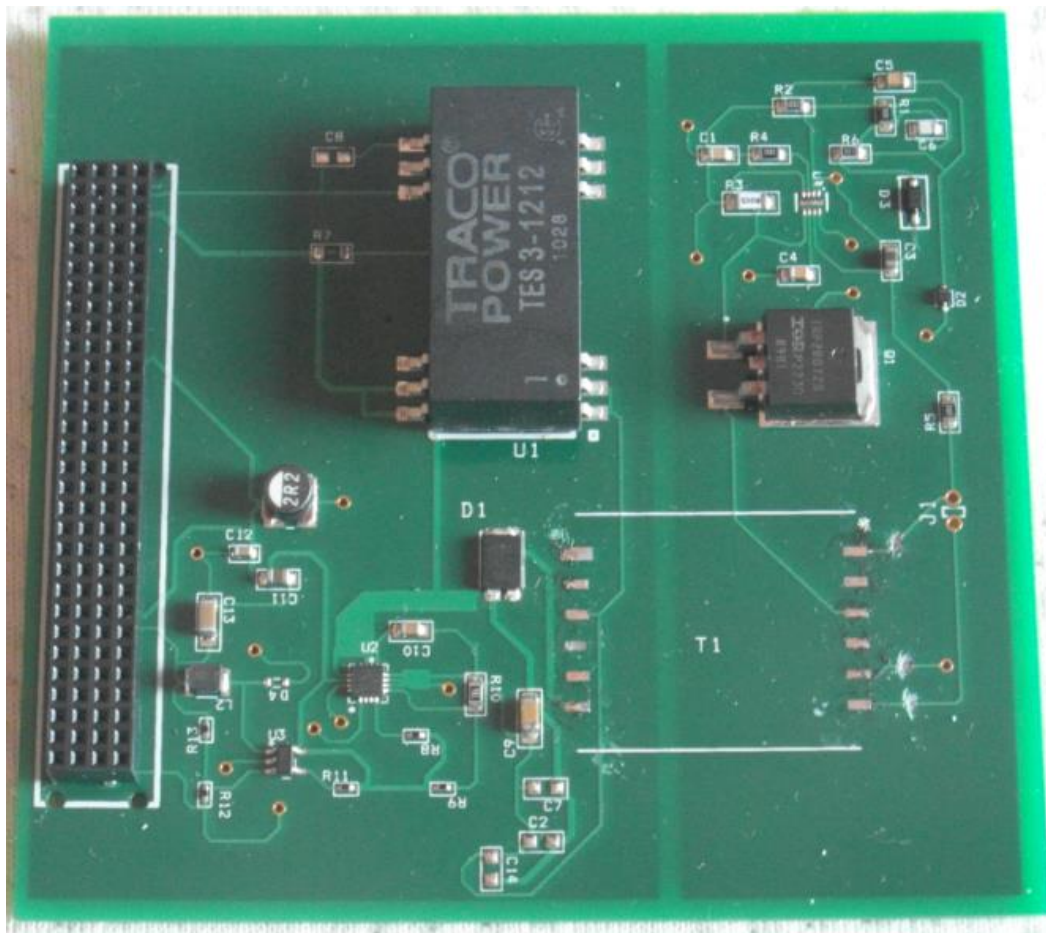


Figura 4.14. Montaje original de la Fuente de alimentación

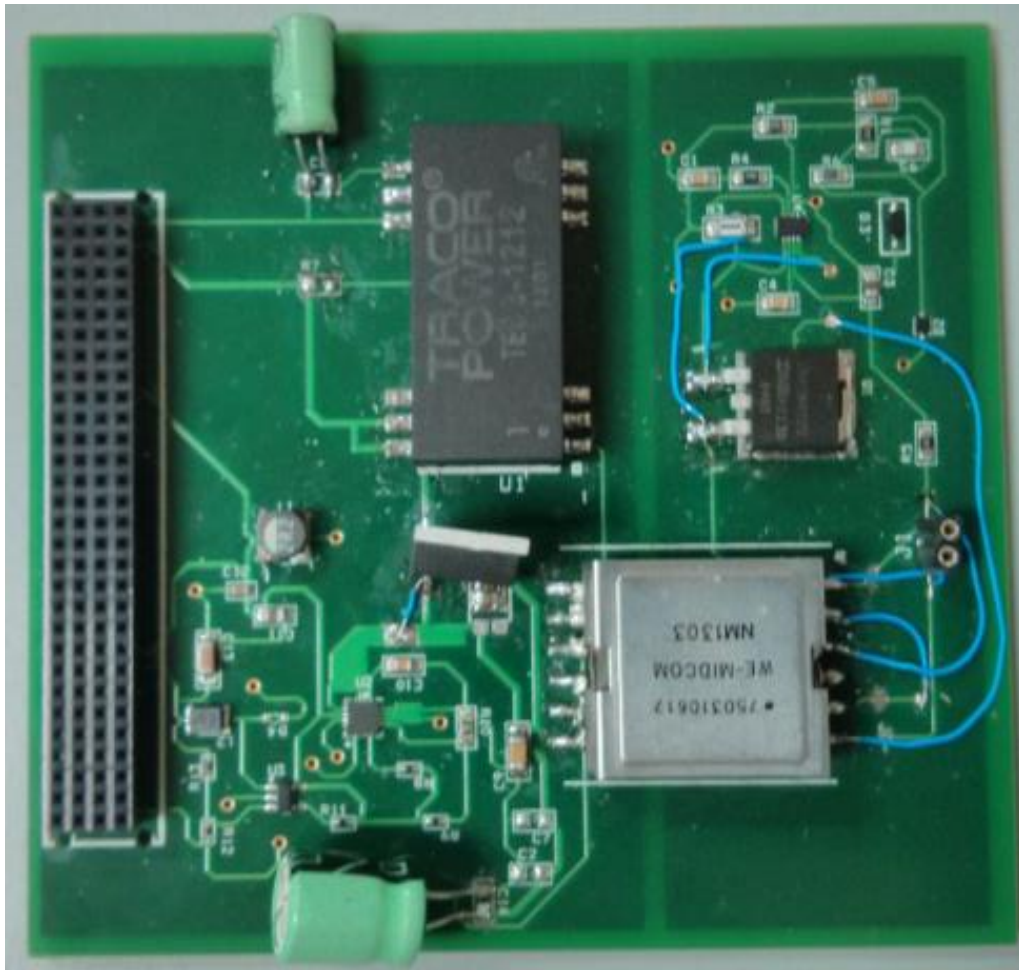


Figura 4.15. Fuente modificada en el laboratorio.

Como se puede observar en la Figura 4.15 se han tenido que hacer varias modificaciones, llevándose a cabo el corte de pistas para realizar el nuevo conexionado mediante la soldadura de cables exteriores.

## 5. VALIDACIÓN Y VERIFICACIÓN.

## 5.1-VALIDACIÓN DE LOS DATOS OBTENIDOS MEDIANTE SIMULACIÓN.

Para realizar las medidas necesarias se seguirá el esquema que se muestra en la *Figura 5.1*

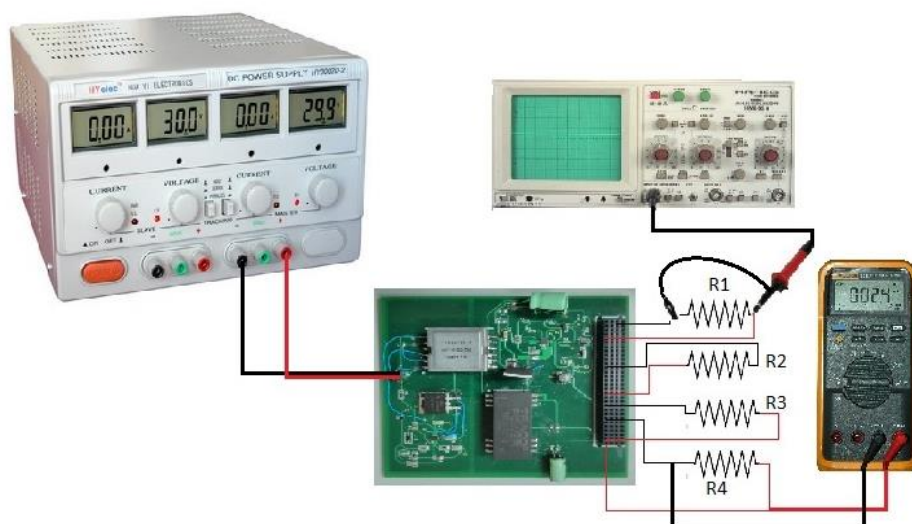


Figura 5.1 Esquema del banco de pruebas.

Lo primero que se hará, será validar el funcionamiento de la fuente de alimentación. Para ello realizaremos las medidas de las tensiones de salida a 10, 50 y 90% de carga, y las compararemos con las obtenidas teóricamente (mediantes *simulación*). Los valores de las resistencias a colocar se muestran en la *Tabla 5.4*.

Tabla 5.4. Banco de pruebas.

Tensión de salida	Carga 10%	Carga 50%	Carga 90%
12V	120Ω	27Ω	15Ω
-12V	600Ω	120Ω	68Ω
5v	20Ω	3.9Ω	2.2Ω
3.3V	60Ω	15Ω	8.2Ω

El cálculo de la potencia a la hora de diseñar el banco de pruebas se ha realizado de la siguiente manera.

$$P = \frac{V^2}{R} \quad (44)$$



Por lo que la resistencia que se debe utilizar para cada prueba viene determinada por la ecuación:

$$R = \frac{V^2}{\%P} \quad (45)$$

Dependiendo de si lo que se quiere es probar a plena carga o no estableceremos el % de potencia para realizar el cálculo de la resistencia.

Los datos obtenidos mediante simulación (*Anexo 8.2*), los cuales se resumen en la *Tabla 5.5*.

**Tabla 5.5. Tensiones de salida medidas.**

SALIDAS	$V_{in}(V)$	$V_{out}(V)$	$\Delta V_{out}(V)$	$I_{out}(A)$
BUS PRINCIPAL	10-52	12	0.18	1
TES 3-1222	9-18	-12	0.12	0.2
TPS62130	10.8-13.2	5	$1.74 * 10^{-3}$	2.5
LMR10510X	4.5-5.5	3.3	$1.57 * 10^{-3}$	0.5

Los valores medidos para cada una de las salidas son aproximadamente constantes para las tres cargas, a excepción del bus principal que según nos acercamos a plena carga disminuye puesto que ninguna fuente es capaz de trabajar a plena carga. Los cuales se pueden ver en la *Tabla 5.6*.

**Tabla 5.6. Medidas de salida obtenidas mediante simulación**

SALIDAS	$V_{out}(V)10\%$	$V_{out}(V)50\%$	$V_{out}(V)90\%$	$\Delta V_{out}(V)$
BUS PRINCIPAL	11.98	10.44	9.56	~0.3
TES 3-1222	-11.99	-11.98	-11.97	~0.15
TPS62130	5.03	5.03	5.02	~0
LMR10510X	3.23	3.24	3.23	~0

Comparando los datos entre las Tablas 5.5 y 5.6 la fuente de alimentación queda totalmente validada.

## 5.2-VERIFICACIÓN DE LA FUENTE.

Una vez validado el diseño de la fuente, el siguiente paso es comprobar que efectivamente cumple con las especificaciones y requisitos iniciales, las cuales se muestran en las Tabla 5.7. Además de los requisitos que de la Tabla 5.7, es también un requisito inicial el rango de tensión de entrada permitido, en este caso 10-52V.

Tabla 5.7- Captura de requisitos inicial.

SALIDAS	$V_{out}(V)$ Requerido	$V_{out}(V)$ Modelado	$\Delta V_{out}(V)$ Modelado	$V_{out}(V)$ 10%	$V_{out}(V)$ 50%	$V_{out}(V)$ 90%	$\Delta V_{out}(V)$
BUS PRINCIPAL	12	12	0.18	11.98	10.44	9.56	~0.3
TES 3-1222	-12	-12	0.12	-11.99	-11.98	-11.97	~0.15
TPS62130	5	5	$1.74 * 10^{-3}$	5.03	5.03	5.02	~0
LMR10510X	3.3	3.3	$1.57 * 10^{-3}$	3.23	3.24	3.23	~0

Como se puede observar en la Tabla 5.7 las tensiones medidas coinciden tanto con las modeladas, como con los requisitos iniciales establecidos. De esta manera queda verificado el correcto funcionamiento de la Fuente de alimentación versátil para el sistema de espectroscopia basado en reflexión difusa.

## 6. CONCLUSIONES.

El presente proyecto final de grado ha consistido en el desarrollo de un convertidor DC-DC con aislamiento galvánico, con topología Flyback que va a ser integrado en un sistema de espectroscopia remota basado en reflexión difusa. Dicha aplicación ha marcado los requisitos de la fuente.

A través del proyecto se ha explicado el proceso de diseño de la fuente de alimentación, realizando en primer lugar los cálculos y simulaciones necesarios para más tarde realizar los esquemáticos de la fuente y finalmente hacer el diseño del PCB.

Es necesario destacar que la fuente de alimentación diseñada ha funcionado correctamente, cumpliendo los requisitos y especificaciones iniciales.

Me gustaría añadir que se trata de un proyecto completo, en el que se ha calculado y modelado la fuente, se ha realizado el diseño de la PCB de la misma. Al ser un diseño del que se ha partido desde cero se ha tenido que realizar la búsqueda de todos los componentes, se ha fabricado y se ha verificado su funcionamiento.

Finalmente, he de destacar que lo más importante es que la fuente de alimentación diseñada en este proyecto tendrá un uso posterior dentro del sistema de espectroscopia remota basada en reflexión difusa para el que ha sido diseñado.

## 7. BIBLIOGRAFÍA.

- [1] LTSpiceIV. Software de simulación de circuitos electrónicos.  
<http://www.linear.com/designtools/software/#LTspice>. (20/09/2013)
- [2]. Using Transformers LTSpice/Switched CAD III. [http://cds.linear.com/docs/en/lt-journal/LTMag-V16N3-23-LTspice\\_Transformers-MikeEngelhardt.pdf](http://cds.linear.com/docs/en/lt-journal/LTMag-V16N3-23-LTspice_Transformers-MikeEngelhardt.pdf). (20/09/2013)
- [3]. Orcad 16.0. Software de diseño y simulación de circuitos electrónicos, creación de PCBs. <http://www.cadence.com/products/orcad/pages/downloads.aspx> (20/09/2013)
- [4] Manual Orcad Layout.  
<http://www.granabot.es/Modulos/dpe/Apuntes/Tema%201.6.2.pdf> (20/09/2013)
- [4] Power Architech. Software de diseño para convertidores DC-DC.  
[http://webench.ti.com/webench5/power/webench5.cgi?app=powerarchitect&lang\\_chosen=en\\_US](http://webench.ti.com/webench5/power/webench5.cgi?app=powerarchitect&lang_chosen=en_US) (20/09/2013)
- [5] Ultra librería. Base de datos de símbolos de componentes y sus huellas.  
<http://www.ti.com/product/TPS62130> (20/09/2013)
- [6] Convertidor flyback, Mosfets:  
[http://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor\\_Flyback](http://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_Flyback). (20/09/2013)
- [7] Kasuito Ogata, "Ingeniería de Control Moderna."
- [8] R.W. Erickson, D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics" Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [9] A. Barrado, A. Lázaro, "Problemas de Electrónica de Potencia", Pearson Education, Prentice Hall, 2007.
- [10] Dr. Juan Vazquez. Compatibilidad electromagnética EMC. Master en Sistemas Electrónicos Avanzados. Departamento de Tecnología electrónica, Universidad Carlos III de Madrid (curso 2012-2013).
- [11] Beta Layout- Especificaciones de la empresa para la fabricación.  
<http://www.pcb-specification.com/uk>
- [12] Calculador de densidad de corriente.  
<http://circuitcalculator.com/wordpress/2006/01/31/pcb-trace-width-calculator/>
- [13] Características PC-104. [http://www.winsystems.com/specs/pci-104spec\\_v1\\_0.pdf](http://www.winsystems.com/specs/pci-104spec_v1_0.pdf)
- [14] Hoja de características TES 3-1212. <http://traco-power.industrialpartner.com/power-supply/tes-3-1212.htm>

[15] Hoja de características TPS6130. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps62130.pdf>

[16] Hoja de características LMR10510. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmr10510.pdf>

[15] Hoja de características LTC3873.  
<http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/3873fa.pdf>

[16] Imágenes e Google recuperación inversa del diodo.  
<http://www.uv.es/~marinjl/electro/diodo.html>

[17] Proyecto final de carrera- Modelado y diseño del control de un convertidor elevador con control en modo corriente de pico. Yeni Vázquez Rodríguez.

[18] Apuntes Electrónica de Potencia. Grado en Electrónica y automática industrial tercer curso. Cristina Fernández Herrero, Clara Marina Sanz García.

[19] Imágenes de Google. Rizado de tensión. <http://www.scrsl.es/rizado.htm>

Fabricantes de componentes utilizados.

-Bobinas.

<http://www.tdk.com/>

-Condensador.

<http://www.avx.com/>

<http://www.kemet.com/>

<http://www.murata.com/>

<http://www.tdk.com/>

-Diodos.

<http://www.diodes.com/>

<http://www.nxp.com/>

<http://www.farnell.com/multicomp/>

-Resistencias.

<http://www.vishay.com/>

<http://www.susumu.co.jp/english/>

<http://www.farnell.com/multicomp/>

-Transistor

<http://www.irf.com>

Conectores.

<http://www.newark.com>

-Transformador

[http://www.we-online.com/web/en/wuerth\\_elektronik/start.php](http://www.we-online.com/web/en/wuerth_elektronik/start.php)

-Circuitos integrados.

<http://www.linear.com/>

<http://www.tracopower.com/>

<http://www.ti.com>

## 8. PRESUPUESTO.

## COSTE DEL PERSONAL.

Tabla 8.1. Coste del personal

PERSONAL	HORAS DE TRABAJO	COSTE/HORA	COSTE/TOTAL
Jose Ramón López Fernández.	30	50	1.500
Javier Vicente González.	350	11	3.850

## COSTE DE LAS SUBCONTRATAS.

Tabla 9.2. Coste de la Subcontrata.

SUBCONTRATA	CANTIDAD	COSTE/unit	COSTE
BETA LAYOUT. Costes de herramientas	1	150	150
PCB, Soldermask, Silkscreen.	3	55	165
Costes de montaje	1	155	155
Laser Stencil	1	35	35
Transporte.	1	14	14
COSTE TOTAL		409	519
COSTE TOTAL CON IVA(23%).		503.07	638.37

## COSTE TOTAL DEL PROYECTO.

Tabla 9.3. Costa total del proyecto.

DESCRIPCIÓN	COSTE TOTAL
Coste de material	64.871
Coste de subcontratas	409
Personal	5.350
Total	5.823,87
COSTE TOTAL CON IVA (23%)	7.163,36



## 9. ANEXOS.

## 9.1-DISEÑO DE REGULADORES LINEALES MEDIANTE POWER ARCHITECT.

Power Architect es una herramienta gratuita desarrollada por Texas Instruments, la cual nos permite obtener un diseño rápido y de altas prestaciones en poco tiempo. A continuación se muestran los pasos seguidos para el diseño de los reguladores lineales del presente proyecto.

Lo primero es ir a la página de Texas instruments registrarse y automáticamente se puede usar el software libremente.

Para diseñar como se quiere los reguladores es necesario realizar una serie de pasos. Lo primero será especificar el rango de tensiones de entradas , la temperatura .

Seguidamente se ha de especificar el número de cargas que básicamente serán el número de reguladores que tendrá incorporado el diseño. Se debe indicar la tensión de la carga, la corriente y el % de rizado que se desea obtener. Todo esto se puede observar en la *Figura 8.1*.

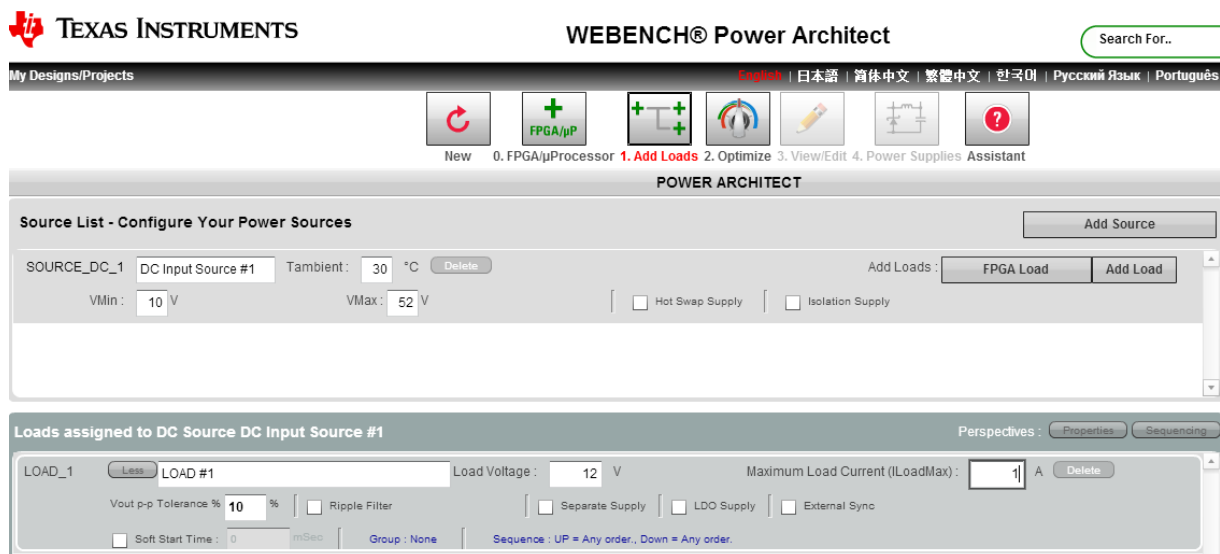


Figura 9.1-Power Architect

El siguiente paso es optimizar el diseño, para ello se ha de hacer click en Optimize, una vez hecho esto aparecerá la pantalla que se muestra en la *Figura 8.2*.

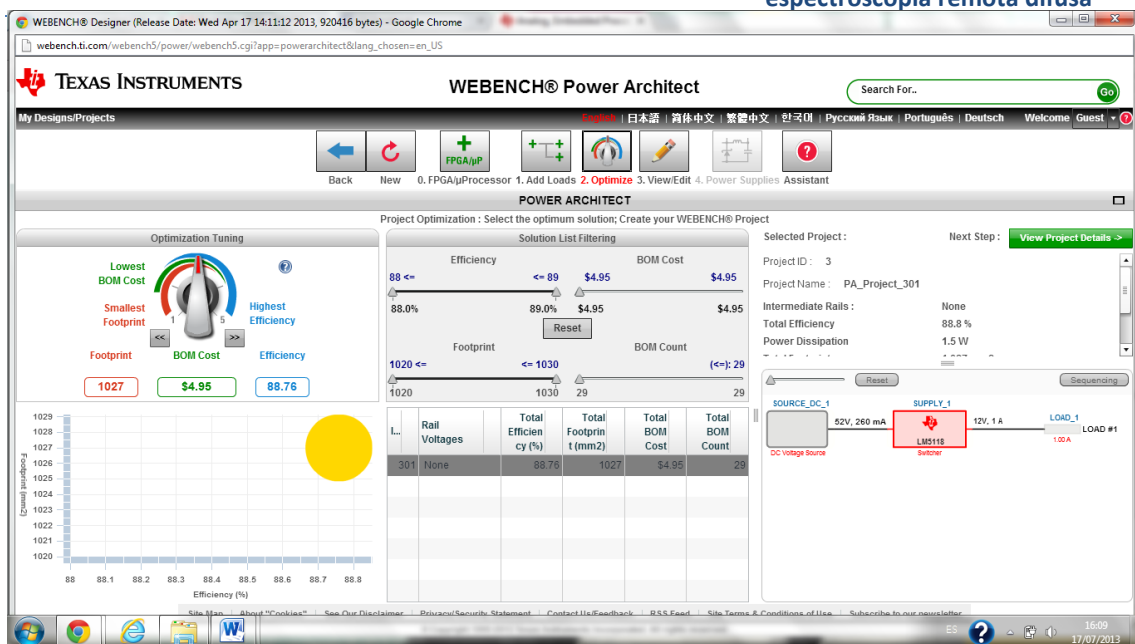


Figura 9.2-Power Architect- Optimización del diseño

Para añadir más reguladores o simplemente cambiar el diseño del que se tiene se ha de ir a View and Edit, la cual se muestra en la *Figura 8.3*.

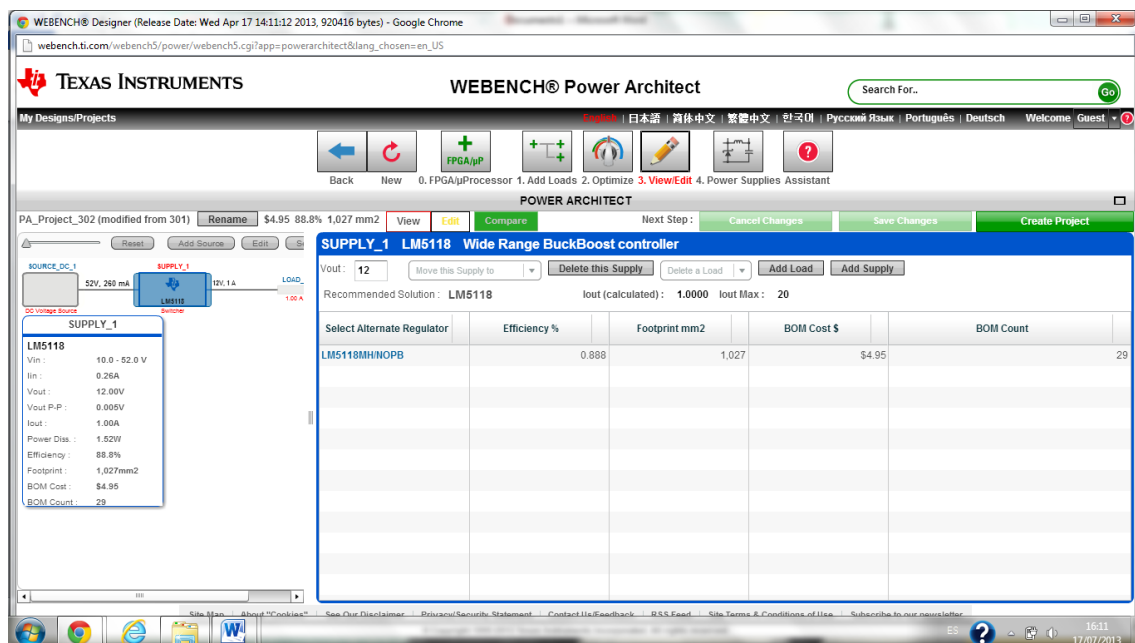


Figura 9.3- Power Architect- Edición del diseño

El siguiente paso es seleccionar el regulador que se desea editar, en este caso el único que hay, y en la pantalla Edit se pueden añadir salidas y cargas, se añadirá una única salida para obtener los 5V puesto que los -12V serán obtenidos a partir del Traco-Power(Visto en el Capítulo 4).

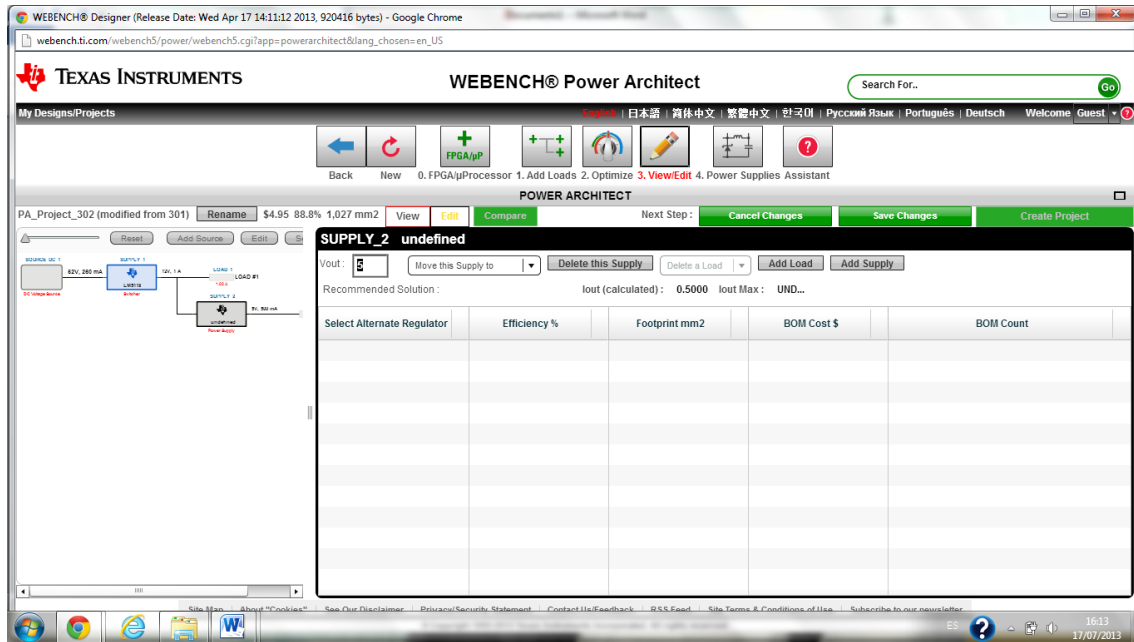


Figura 9.4- Power Architect- Regulador 5V

Como se puede observar en la *Figura 8.4*. Se establece el valor de tensión de la salida, a continuación seleccionamos la carga y se establece la corriente a la que se quiere alimentar. Esto se puede observar en la *Figura 8.5*.

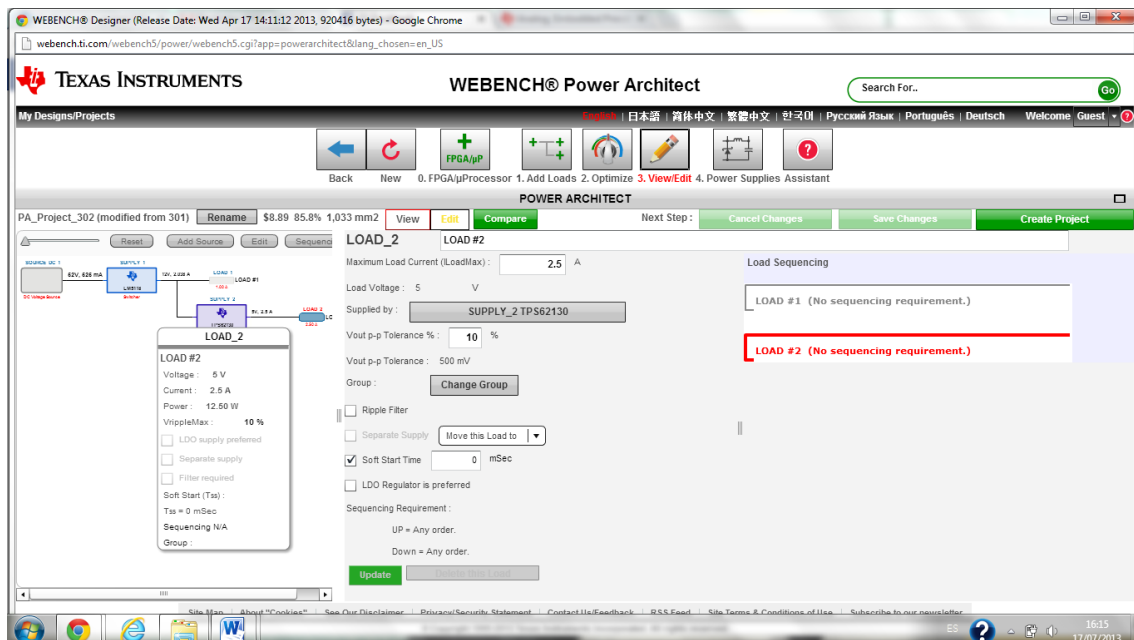
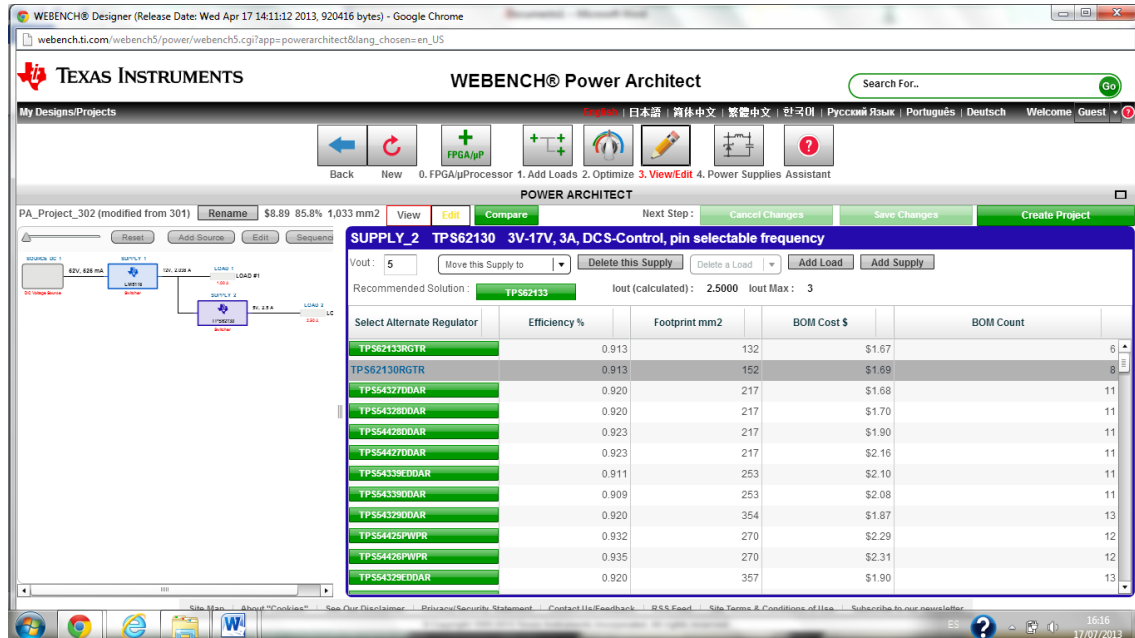


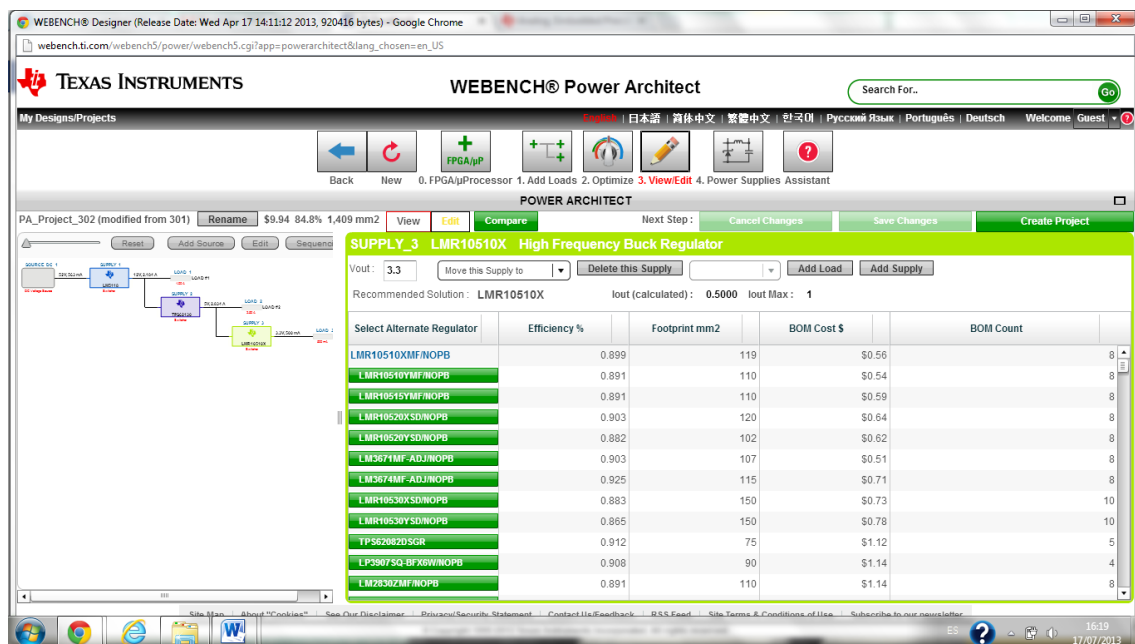
Figura 9.5-Power Architect- Establecimiento de la corriente de carga

En la *Figura 8.5* Se selecciona la corriente con la que se alimentará la carga, y la precisión. El programa selecciona automáticamente un regulador. Pero también permite elegir otro en función de la eficiencia, el tamaño de la huella, el número de componentes y el precio, como se muestra en la *Figura 8.6*.



### Figura 9.6-Power Architect- Selección del Regulador más apropiado

Se seguirá el mismo procedimiento para la salida de 3.3v y 0.5A. *Figura 8.7.*



### Figura 9.7-Power Architect-Diseño del Regulador 3.3V.

Una vez se obtiene el diseño deseado se selecciona la opción Power Supplies , donde se puede ver cada uno de los esquemáticos generados. *Figura 8.8.*



Figura 9.8-Power Architect- Obtención del diseño y optimización.

En esta parte del diseño se puede optimizar el diseño en función del tamaño de la huella de los componentes y del coste de los mismos, se puede ver la lista de componentes etc...

Por último para obtener un archivo PDF con el diseño detallado, solo se tiene que pulsar en imprimir y si lo que se pretende es exportar directamente el diseño a archivos compatibles con los programas de diseño CAD, se seleccionaría la opción Export Cad. Lo cual se muestra en la *Figura 8.9.*

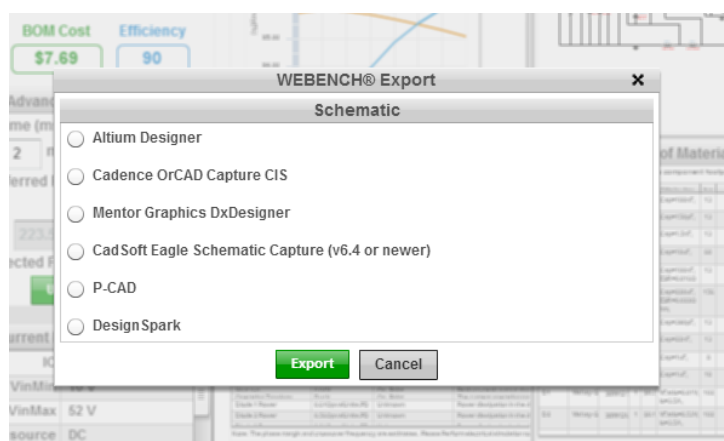


Figura 9.9-Power Architect- Exportación del diseño.

Lo único que queda es seleccionar el tipo de formato al que se quiere exportar, de esta manera se consigue ya el esquemático de los reguladores diseñados directamente en el formato en el que se esté trabajando.

## 9.2-FORMAS DE ONDA Y ANÁLISIS DE LOS REGULADORES.

En el actual capítulo 5, se mostraron los resultados teóricos, tanto de las tensiones (entrada, salida), como de las corrientes correspondientes.

Ahora se mostraran las simulaciones pertenecientes a la obtención del bus principal ( electrónica LTC383), y más tarde las del Traco-Power, LMR10510X , y TPS62130.

En las *Figuras 8.10, 8.11, y 8.12* se representa la tensión del bus de salida en función de las tensiones de entrada, demostrando de esta forma el correcto funcionamiento del convertidor para todo el rango de tensiones pedido.

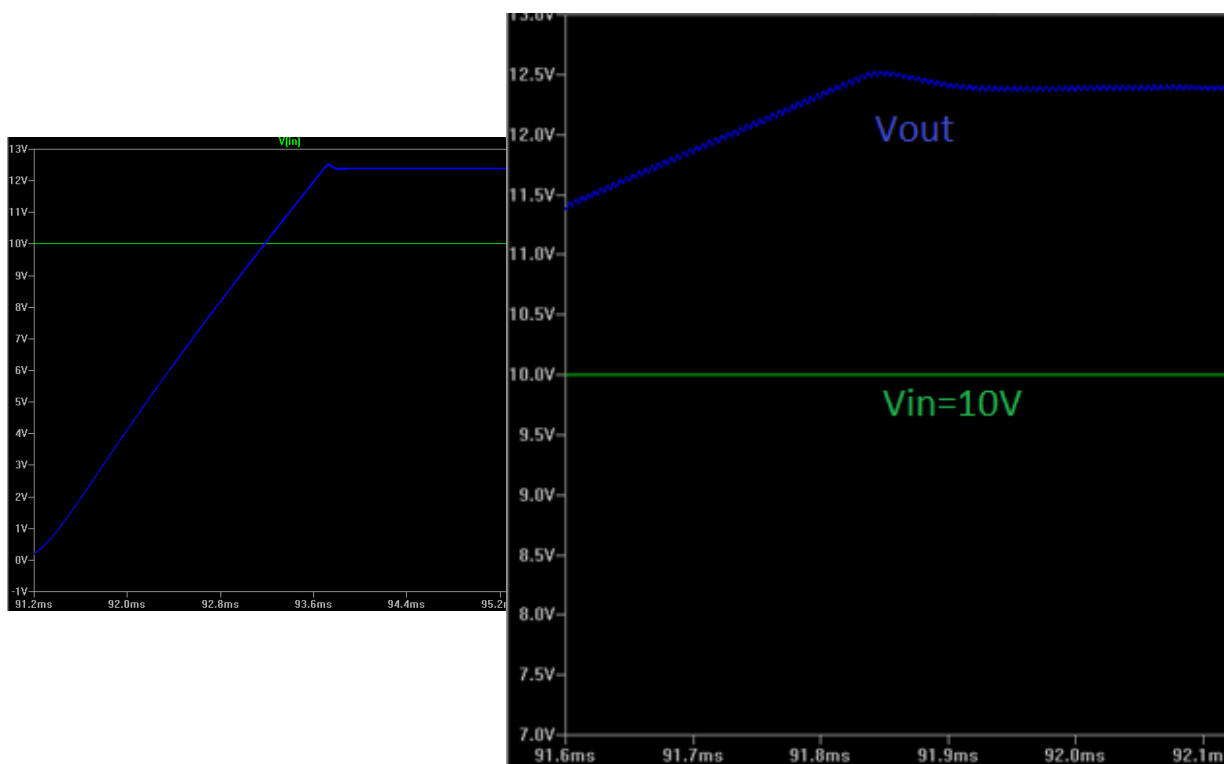


Figura 9.10. Tensión de salida con tensión de entrada de 10V

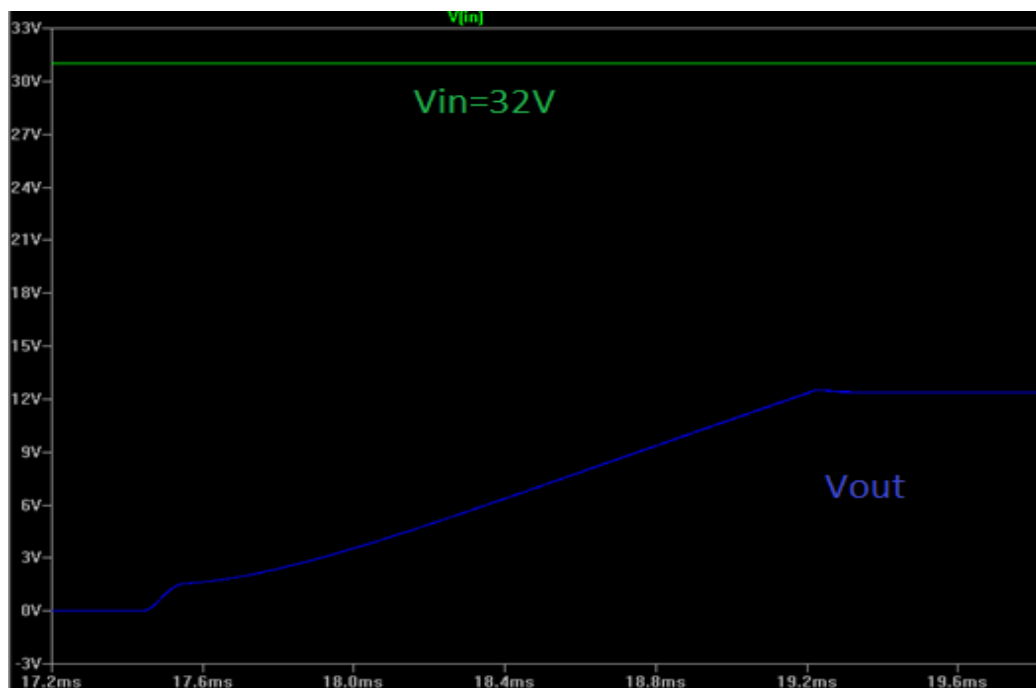


Figura 9.11 Tensión de salida con tensión de entrada de 32V

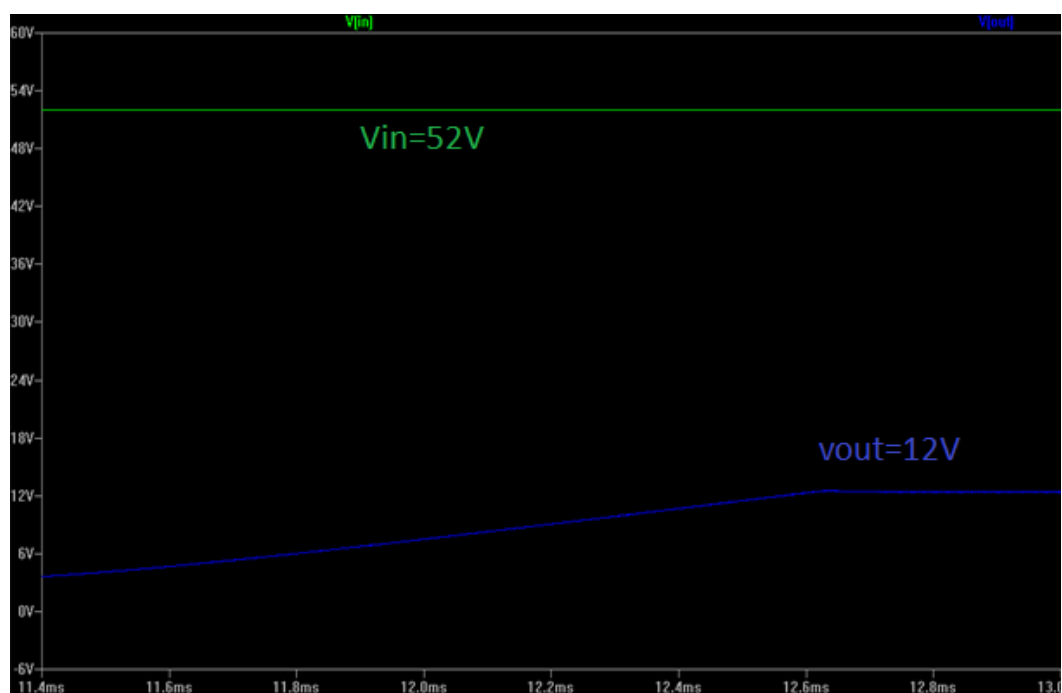


Figura 9.12 Tensión de salida con tensión de entrada de 52 V



En la *Figura 8.13* se observa la corriente que circula por el bus principal.

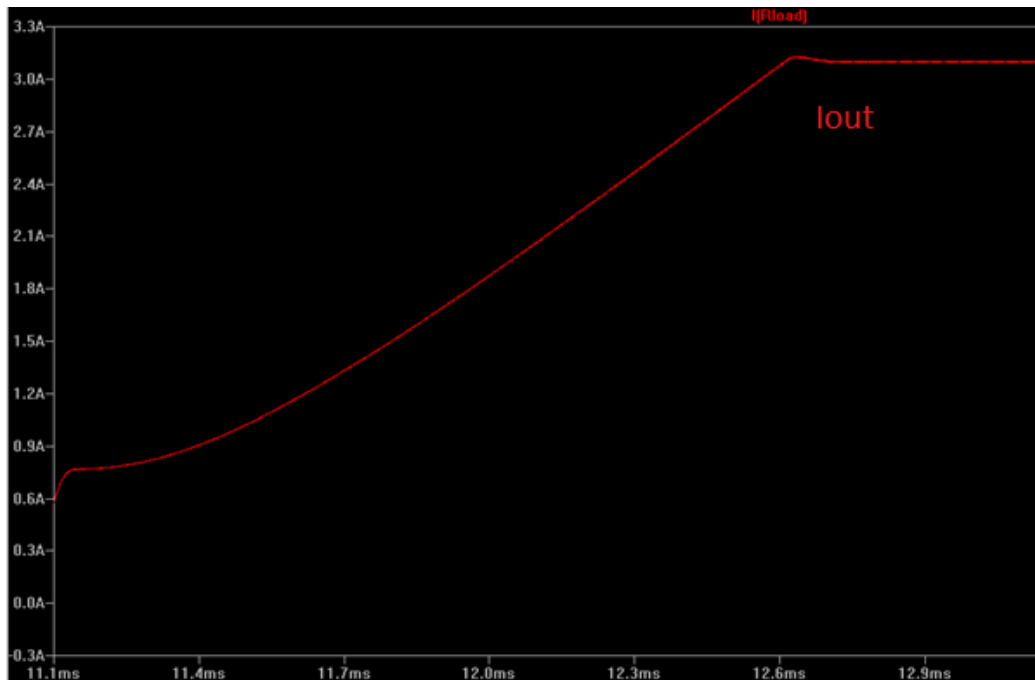


Figura 9.13- Tensión del bus principal

La tensión que ve la resistencia de sensado queda representada en la *Figura 8.14*

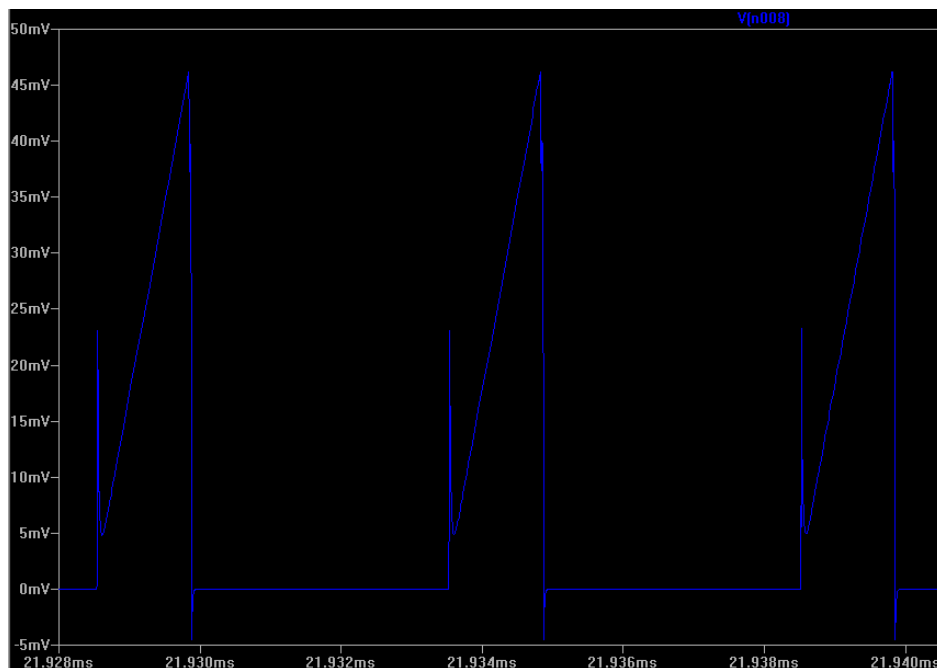


Figura 9.14- Tensión de sensado

La tensión con la que se compara el bus para poder regular dicha salida es de 1.2V, la cual tiene una precisión del 1.5%. Se puede observar como ajustamos la tensión a este valor en la *Figura 8.15* y el rizado de la misma en la *Figura 8.16*.

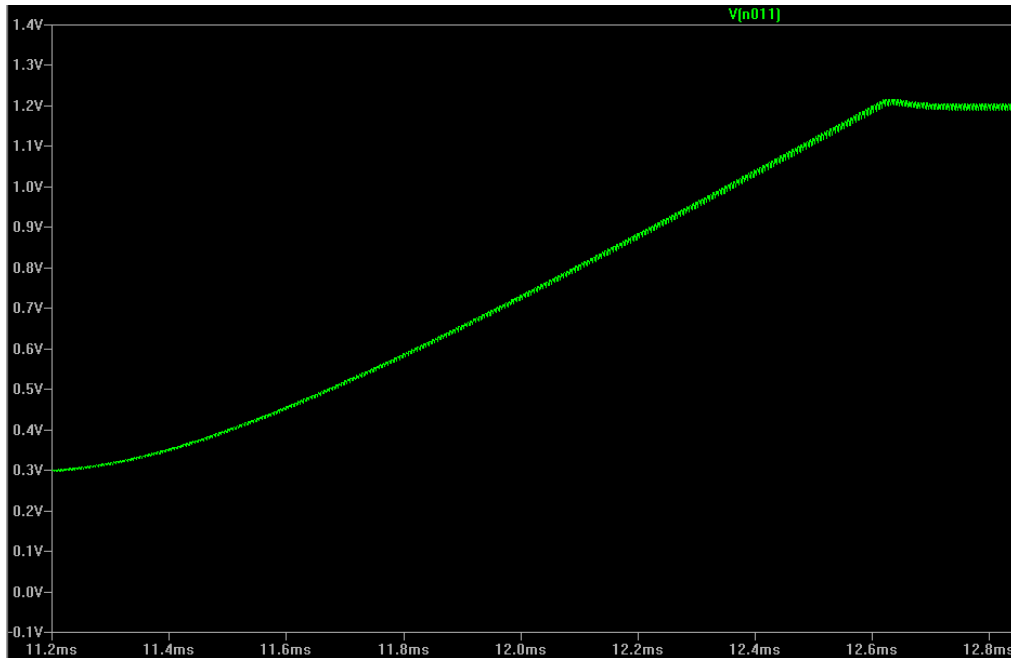


Figura 9.15- Tensión de comparación de error.

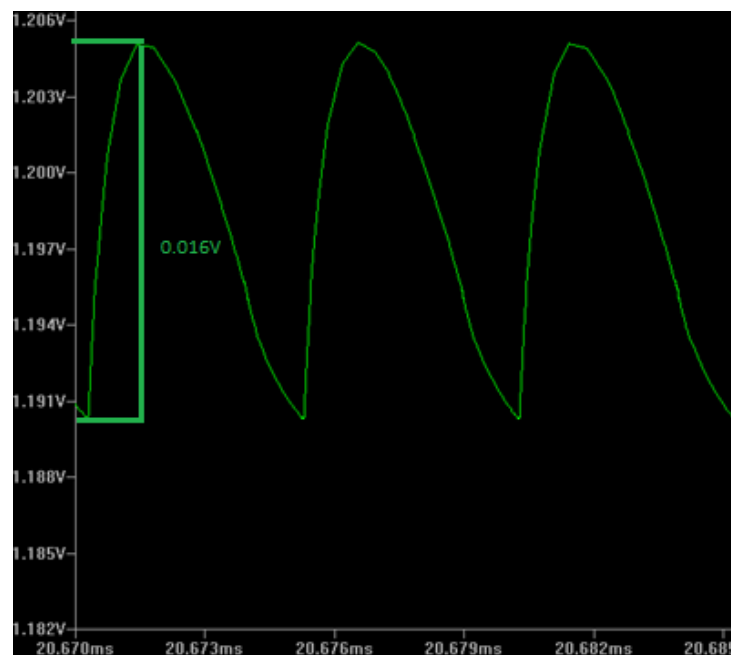
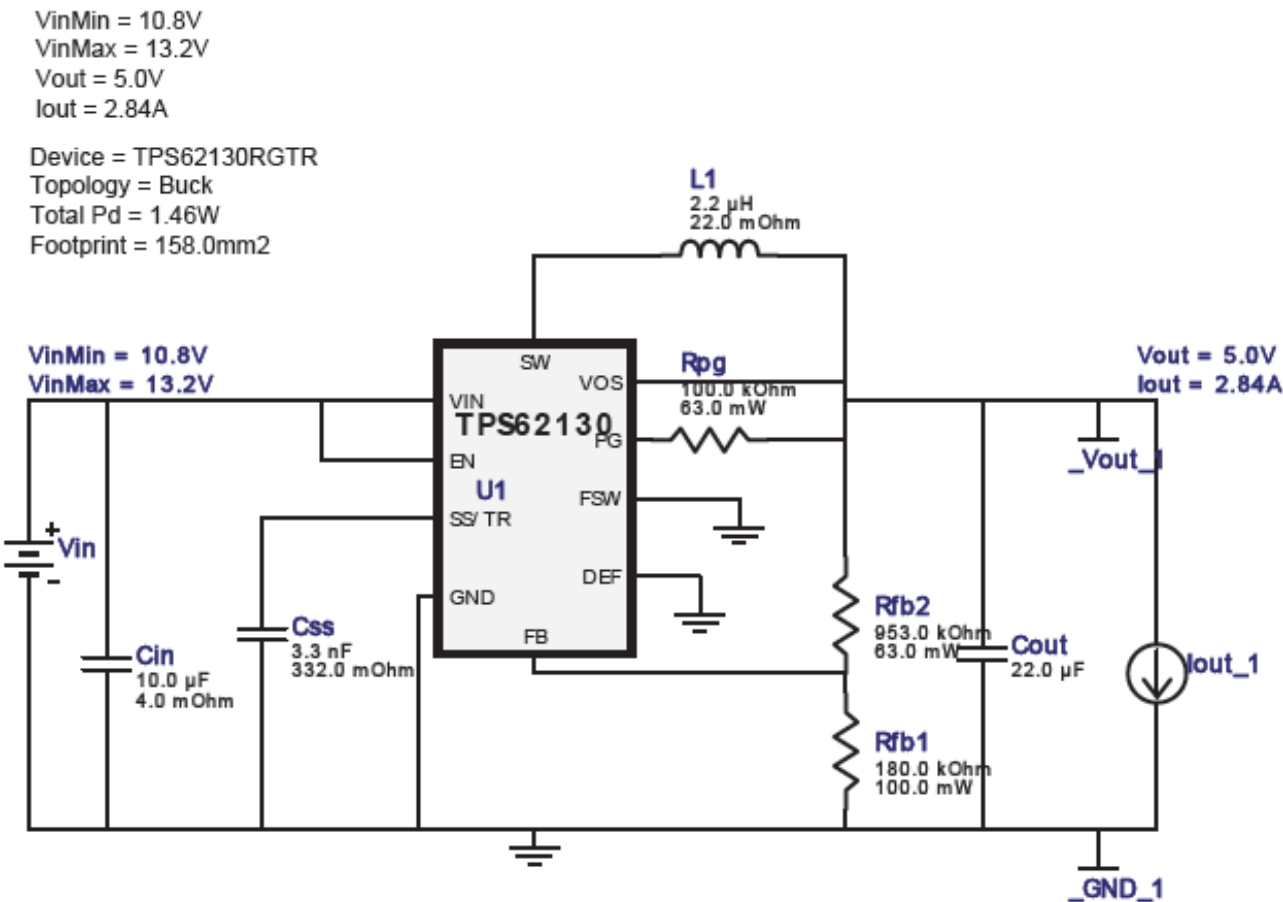





Figura 9.16- Rizado de la tensión de comparación






Como se explicó en capítulos anteriores el diseño para las salidas tanto de 5V como de 3.3V se realizó mediante el software “Power Architech “de Texas Instruments. A continuación se adjuntan las los diseños detallados de cada uno de los reguladores.

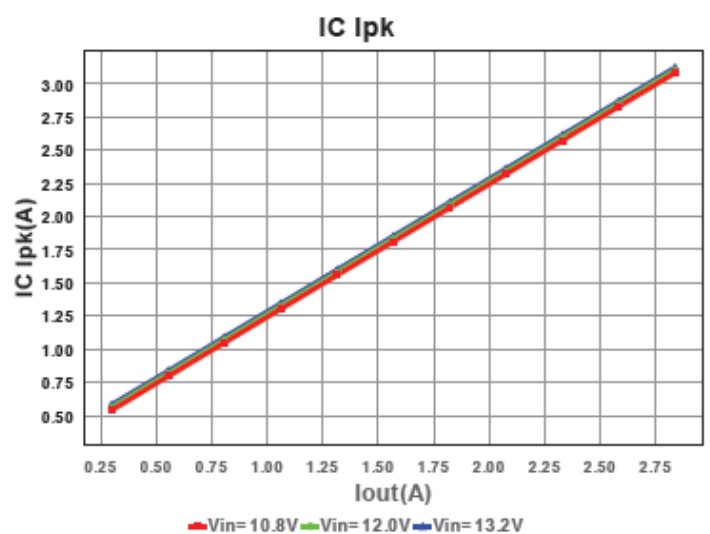
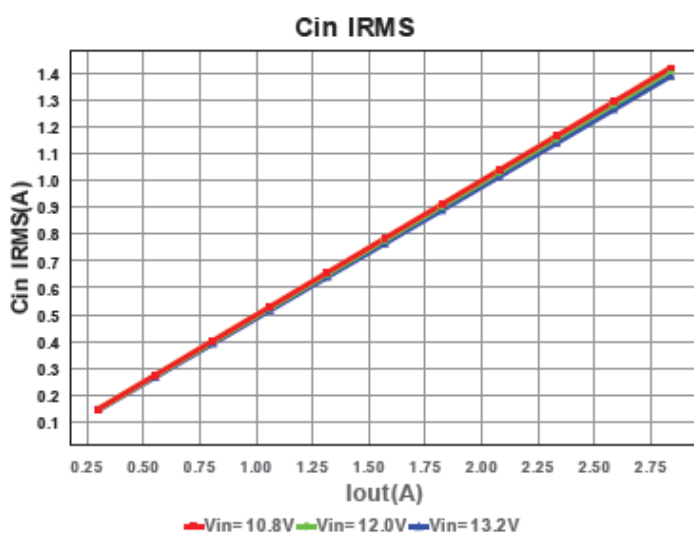
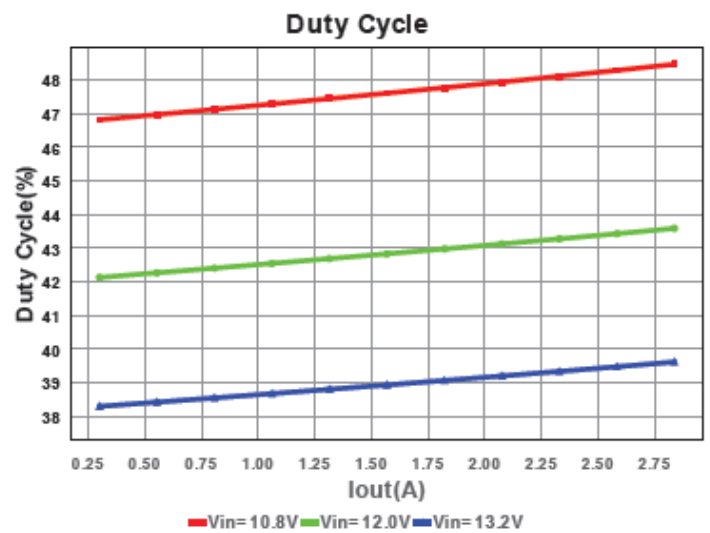
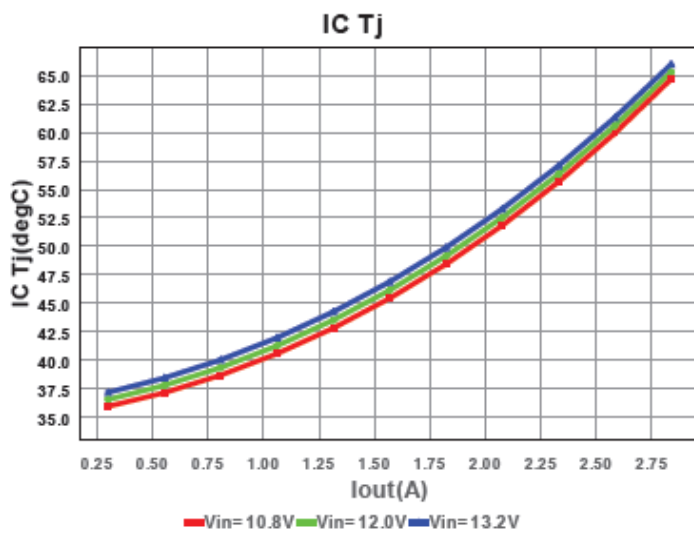
DISEÑO DEL TPS62130.



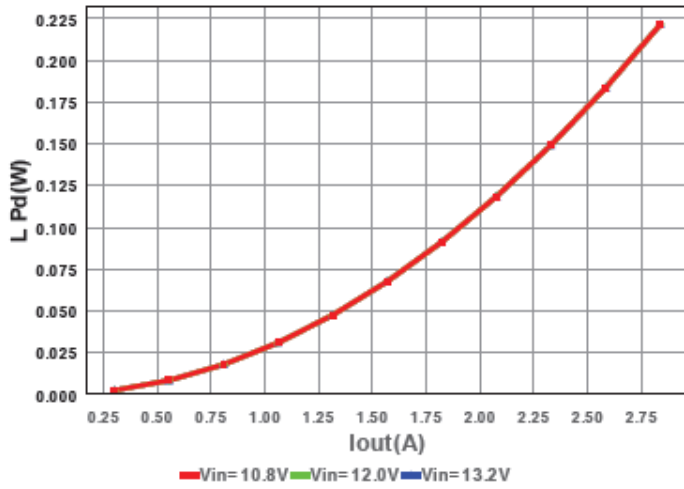
Electrical BOM

#	Name	Manufacturer	Part Number	Properties	Qty	Price	Footprint
1.	Cin	MuRata	GRM31CR61E106KA12L Series= X5R	Cap= 10.0 µF ESR= 4.0 mOhm VDC= 25.0 V IRMS= 0.0 A	1	\$0.07	 1206 19mm2
2.	Cout	Taiyo Yuden	LMK212BJ226MG-T Series= X5R	Cap= 22.0 µF VDC= 10.0 V IRMS= 0.0 A	1	\$0.12	 0805 13mm2
3.	Css	Kemet	C0805C332K5RACTU Series= X7R	Cap= 3.3 nF ESR= 332.0 mOhm VDC= 50.0 V IRMS= 319.0 mA	1	\$0.01	 0805 13mm2

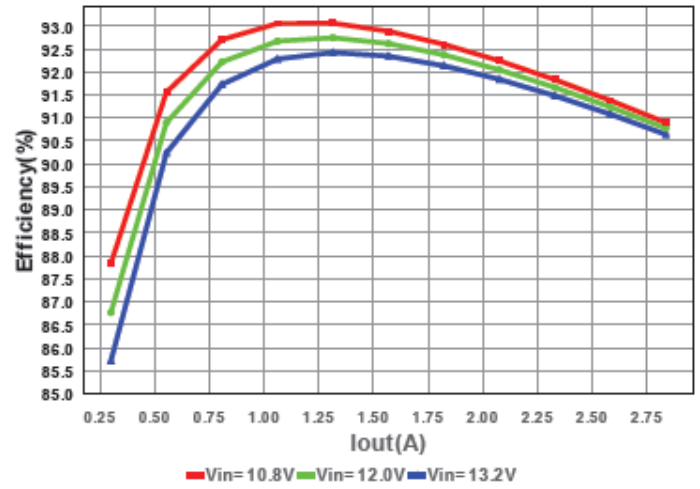
#	Name	Manufacturer	Part Number	Properties	Qty	Price	Footprint
4.	L1	TDK	VLC5045T-2R2N	L= 2.2 $\mu$ H DCR= 22.0 mOhm	1	\$0.18	 VLC5045 49mm2
5.	Rfb1	Susumu Co Ltd	RR1220P-184-D Series= 264	Res= 180.0 kOhm Power= 100.0 mW Tolerance= 0.5%	1	\$0.01	 0805 13mm2
6.	Rfb2	Vishay-Dale	CRCW0402953KFKED Series= CRCW..e3	Res= 953.0 kOhm Power= 63.0 mW Tolerance= 1.0%	1	\$0.01	 0402 8mm2
7.	Rpg	Vishay-Dale	CRCW0402100KFKED Series= CRCW..e3	Res= 100.0 kOhm Power= 63.0 mW Tolerance= 1.0%	1	\$0.01	 0402 8mm2
8.	U1	Texas Instruments	TPS62130RGTR	Switcher	1	\$1.30	 S-PVQFN-N16 36mm2



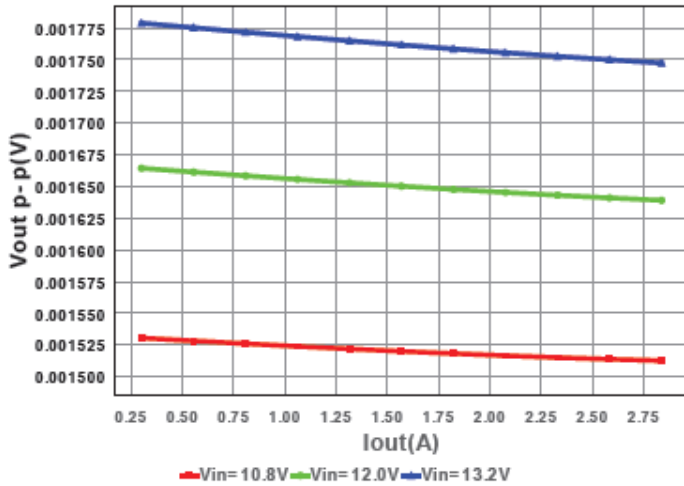
L Pd



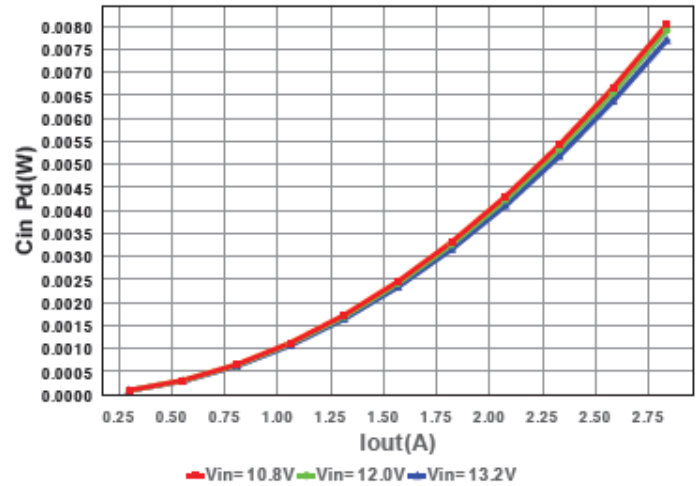
Efficiency



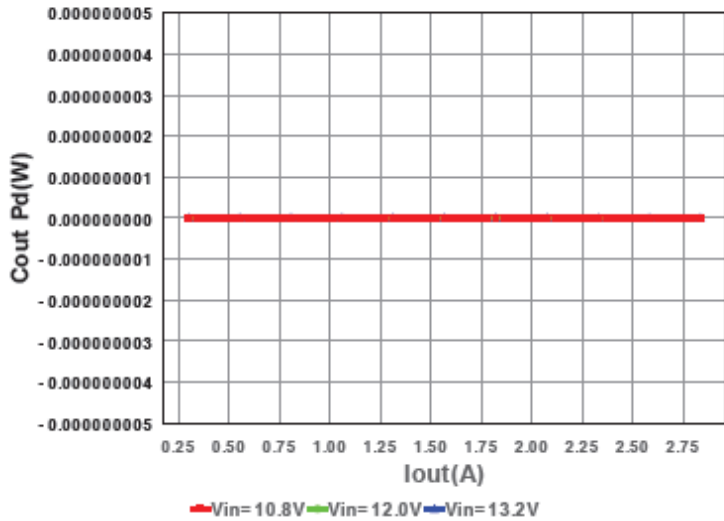
Vout p-p



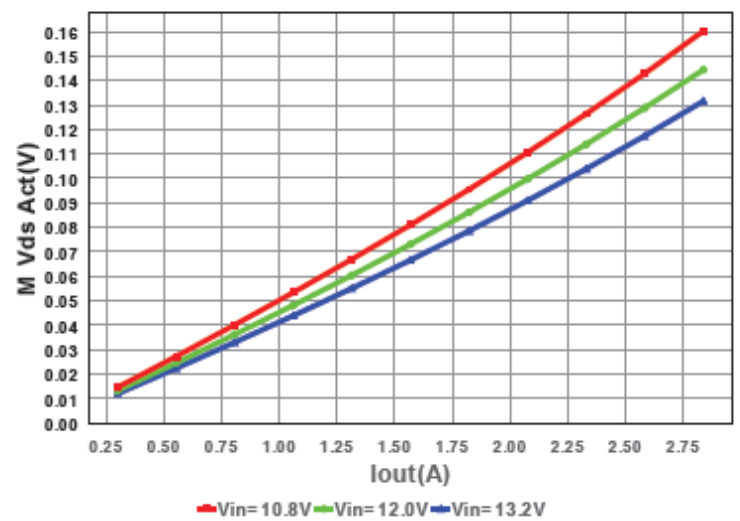
Cin Pd

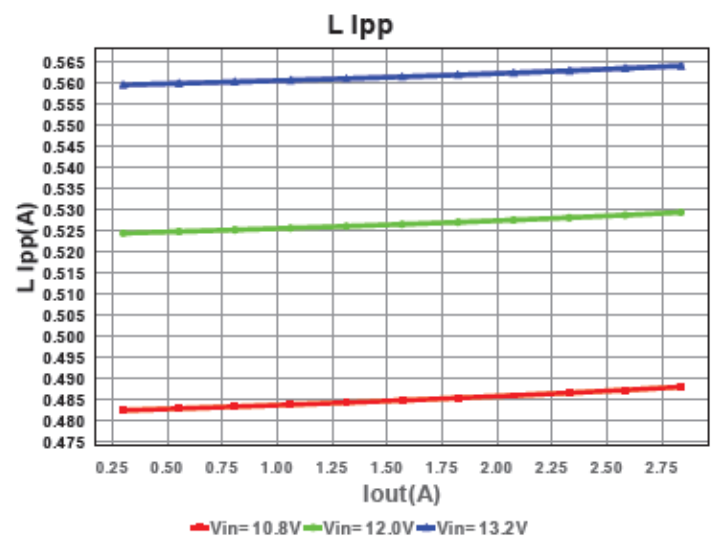
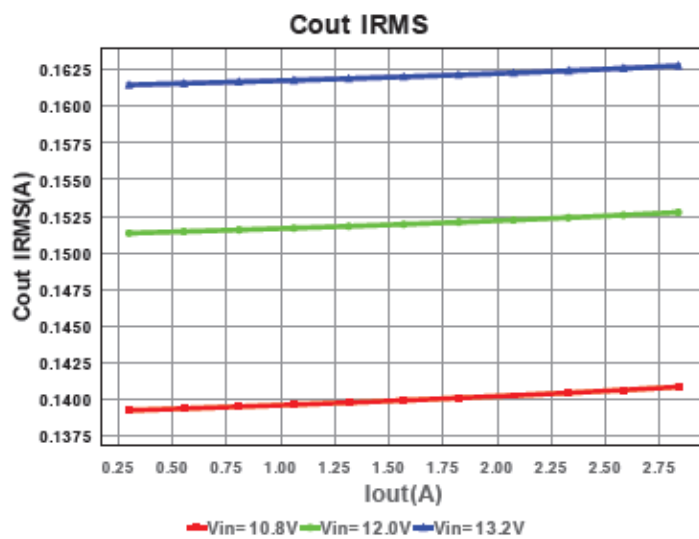
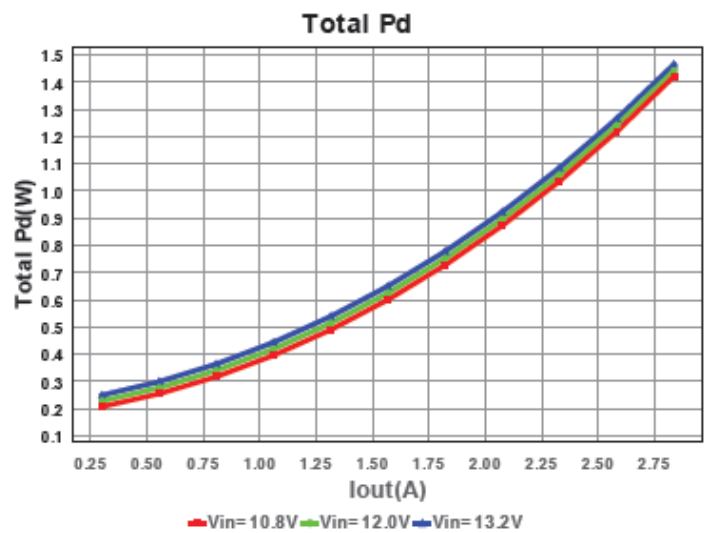
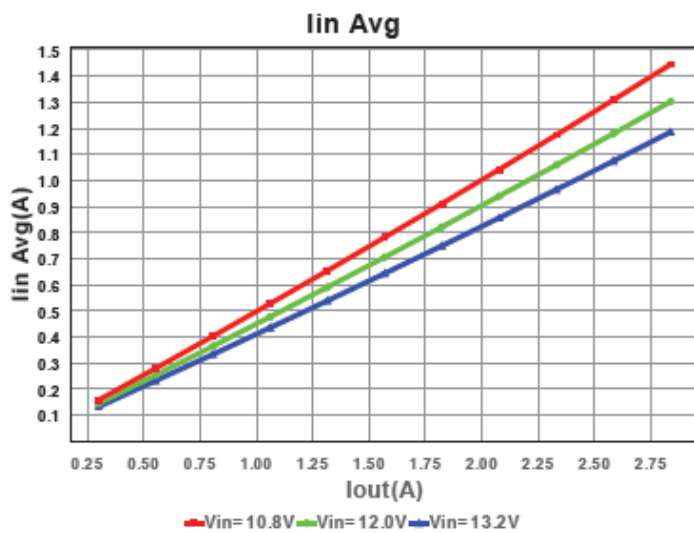
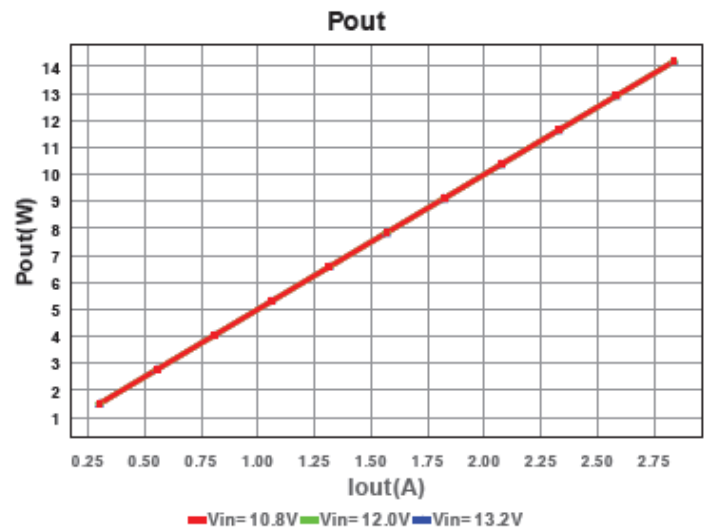
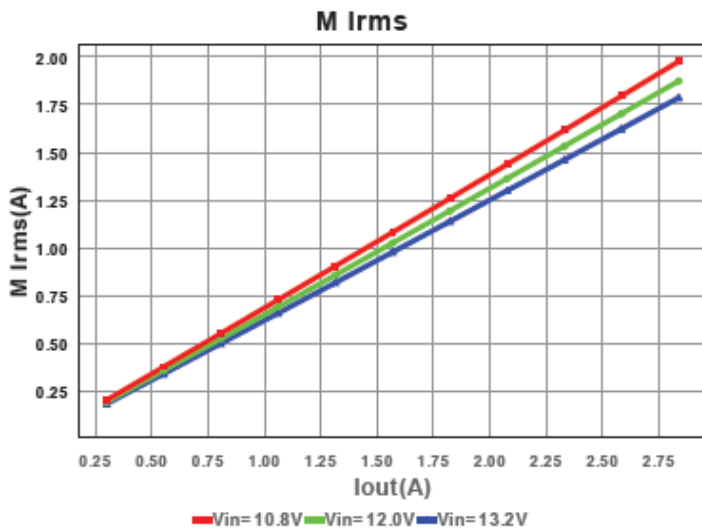


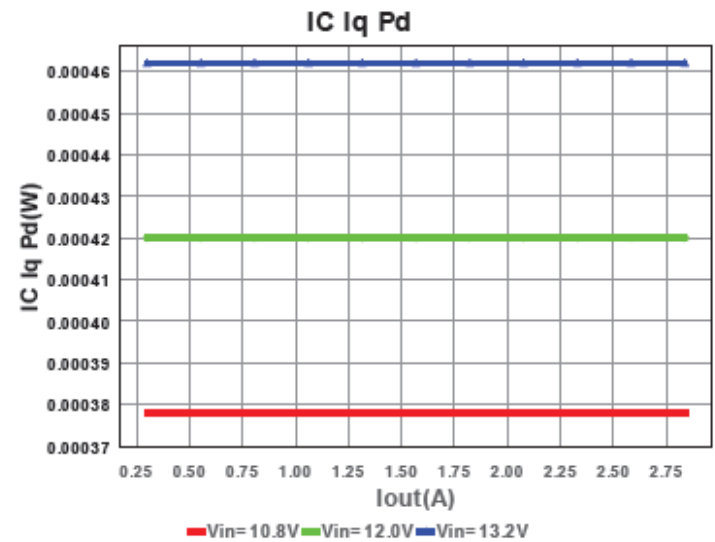
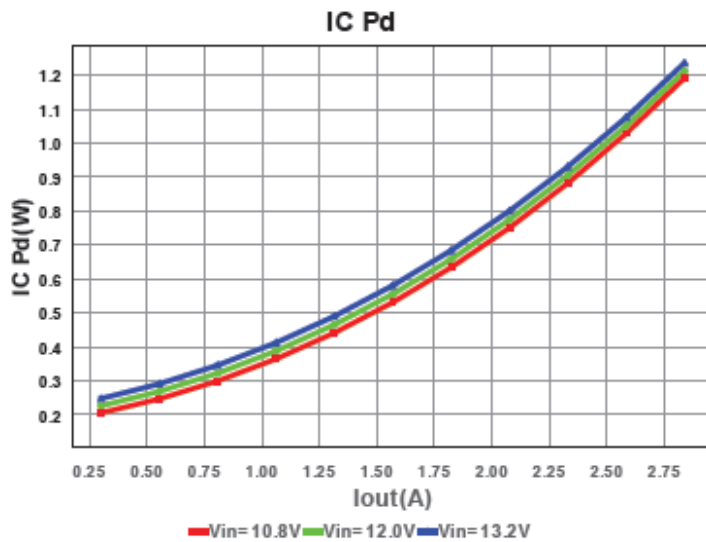
Cout Pd



M Vds Act







## Operating Values

#	Name	Value	Category	Description
1.	Cin IRMS	1.388 A	Current	Input capacitor RMS ripple current
2.	Cout IRMS	162.753 mA	Current	Output capacitor RMS ripple current
3.	IC Ipk	3.119 A	Current	Peak switch current in IC
4.	Iin Avg	1.186 A	Current	Average input current
5.	L Ipp	563.794 mA	Current	Peak-to-peak inductor ripple current
6.	M1 Irms	1.786 A	Current	Q lavg
7.	BOM Count	8	General	Total Design BOM count
8.	FootPrint	158.0 mm <sup>2</sup>	General	Total Foot Print Area of BOM components
9.	Frequency	2.619 MHz	General	Switching frequency
10.	IC Tolerance	90.0 mV	General	IC Feedback Tolerance
11.	M Vds Act	131.536 mV	General	Voltage drop across the MosFET
12.	Mode	CCM	General	Conduction Mode
13.	Pout	14.185 W	General	Total output power
14.	Total BOM	\$1.71	General	Total BOM Cost
15.	Vout OP	5.0 V	Op_point	Operational Output Voltage
16.	Duty Cycle	39.615 %	Op_point	Duty cycle
17.	Efficiency	90.639 %	Op_point	Steady state efficiency
18.	IC Tj	65.984 degC	Op_point	IC junction temperature
19.	ICThetaJA	29.1 degC/W	Op_point	IC junction-to-ambient thermal resistance
20.	IOUT_OP	2.837 A	Op_point	Iout operating point
21.	VIN_OP	13.2 V	Op_point	Vin operating point
22.	Vout p-p	1.747 mV	Op_point	Peak-to-peak output ripple voltage
23.	Cin Pd	7.701 mW	Power	Input capacitor power dissipation
24.	Cout Pd	0.0 W	Power	Output capacitor power dissipation
25.	IC Pd	1.236 W	Power	IC power dissipation
26.	L Pd	221.336 mW	Power	Inductor power dissipation
27.	Total Pd	1.465 W	Power	Total Power Dissipation

## Design Inputs

#	Name	Value	Description
1.	Iout	2.837 A	Maximum Output Current
2.	Iout1	2.837 Amps	Output Current #1
3.	VinMax	13.2 V	Maximum input voltage
4.	VinMin	10.8 V	Minimum input voltage
5.	Vout	5.0 V	Output Voltage
6.	Vout1	5.0 Volt	Output Voltage #1
7.	base_pn	TPS62130	Base Product Number
8.	source	DC	Input Source Type
9.	Ta	30.0 degC	Ambient temperature

**FORMAS DE ONDA- LMR10510XMF.**

Dispositivo: LMR10510XMF.

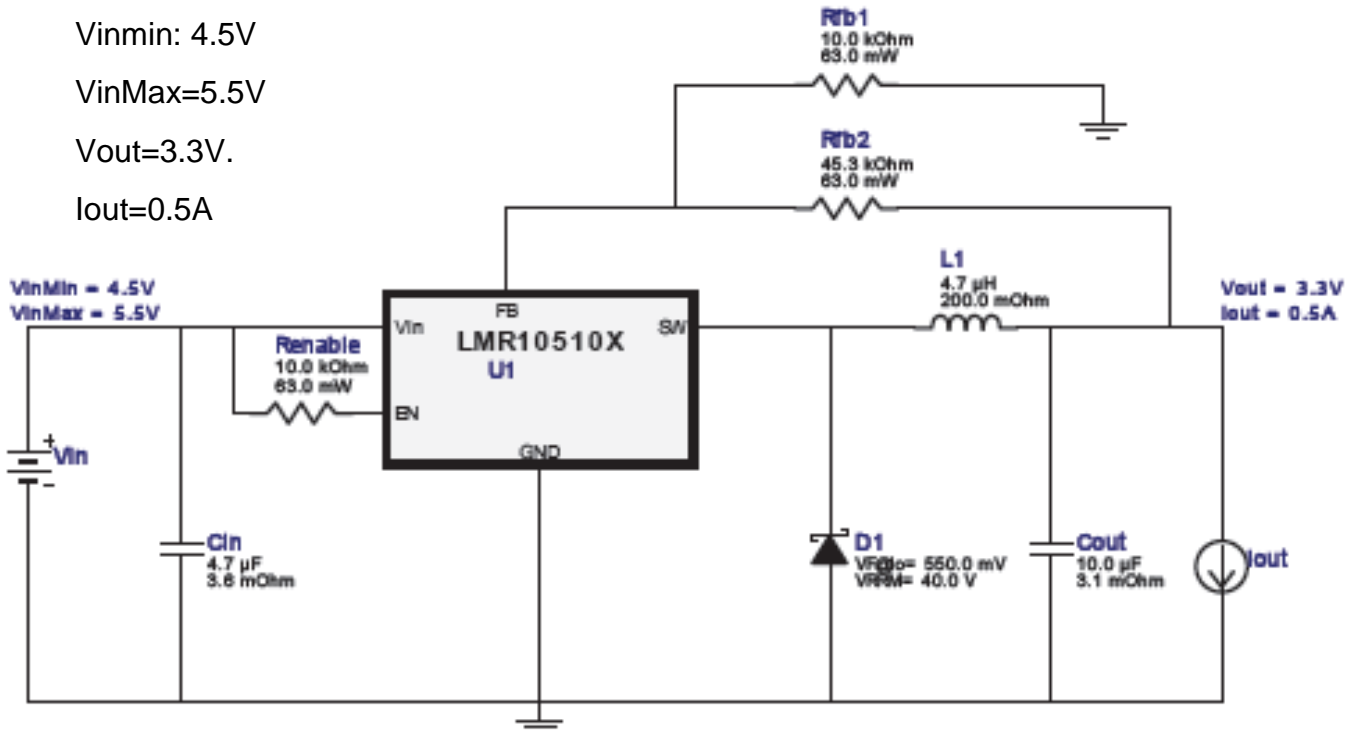
Topología: Buck.

Vinmin: 4.5V

VinMax=5.5V

Vout=3.3V.

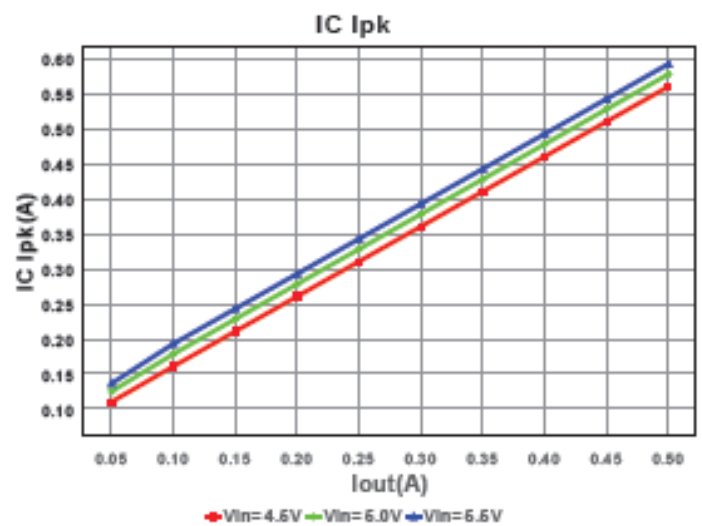
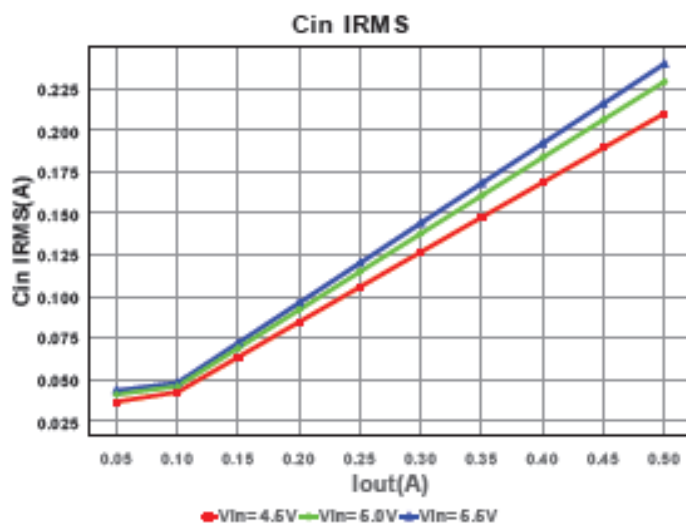
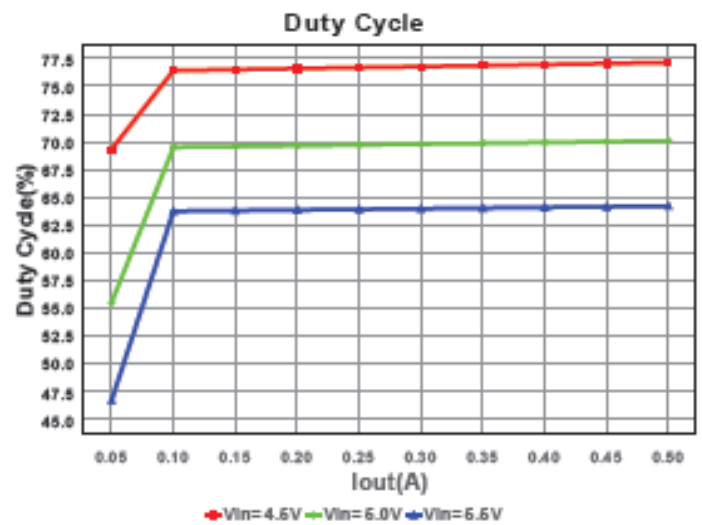
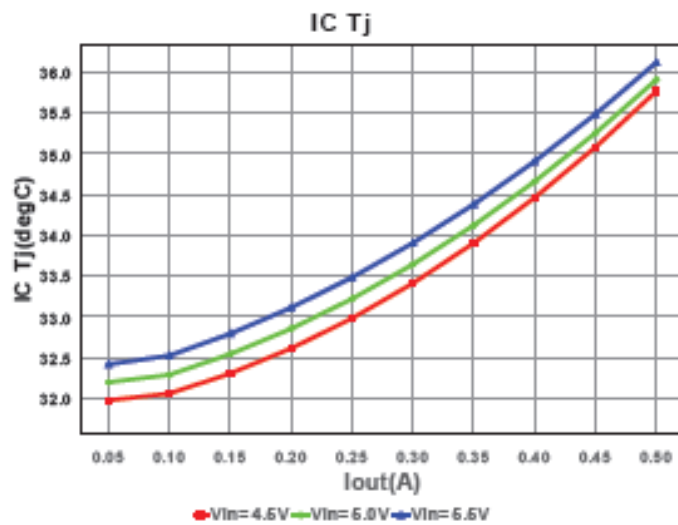
Iout=0.5A

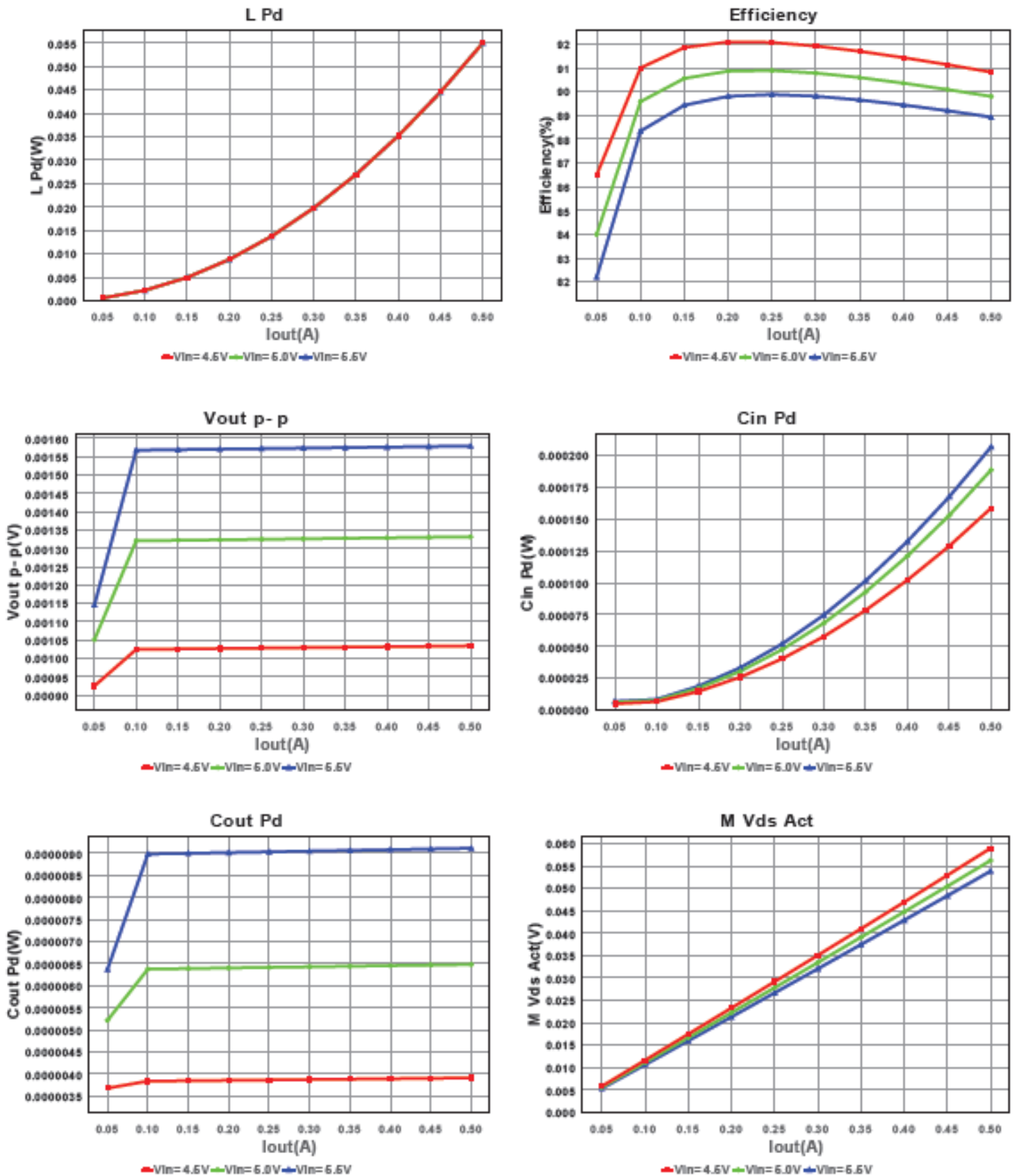
**Electrical BOM**

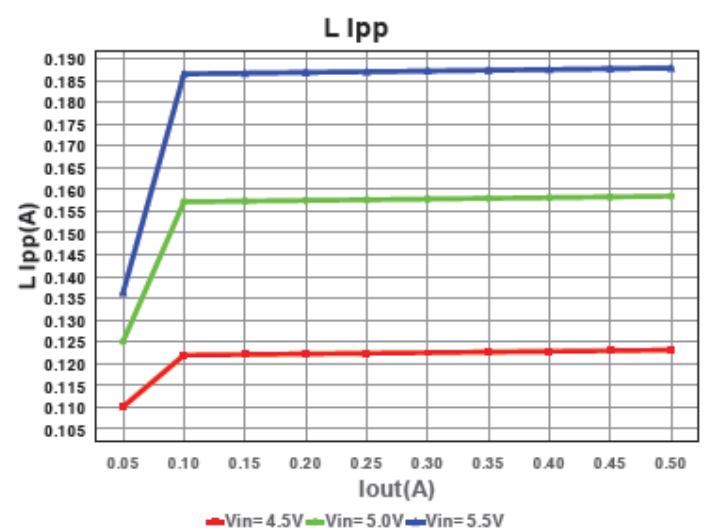
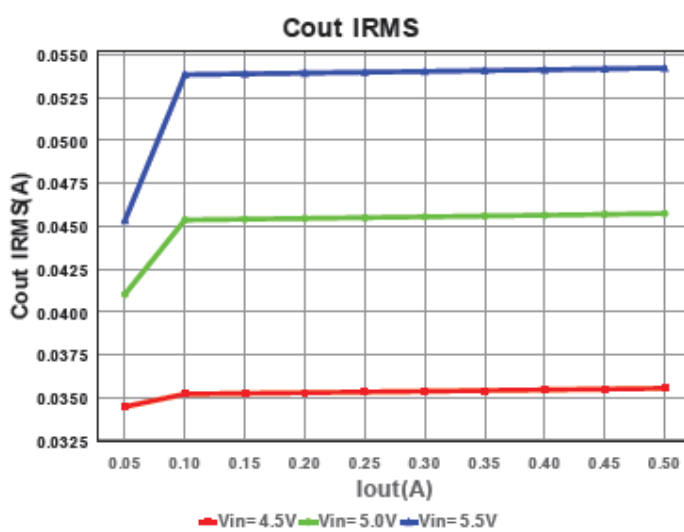
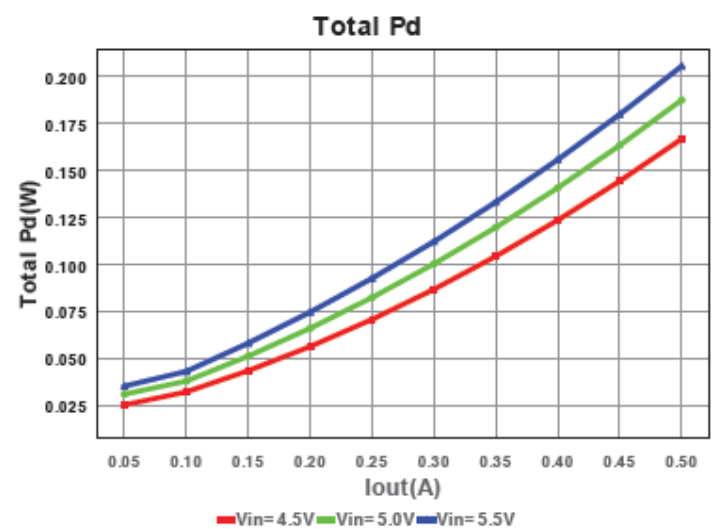
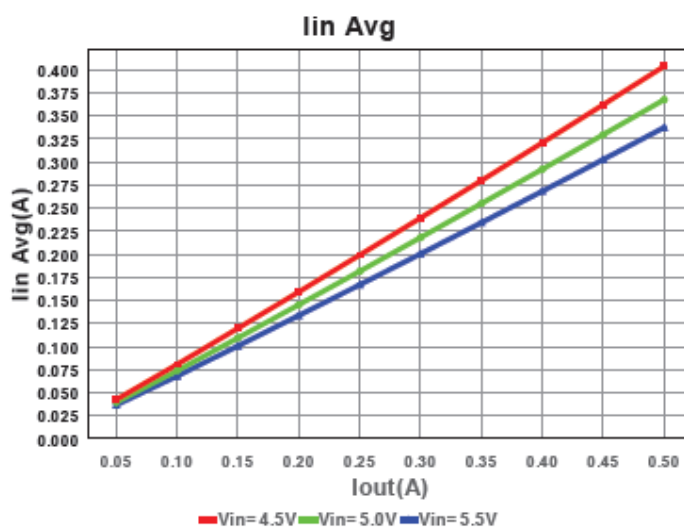
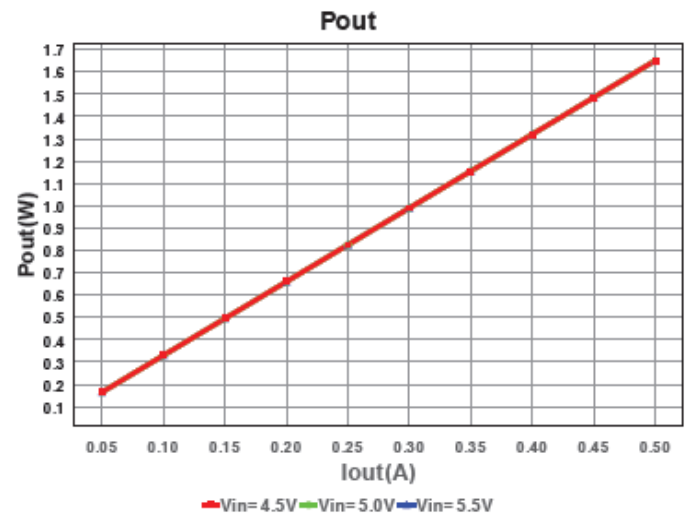
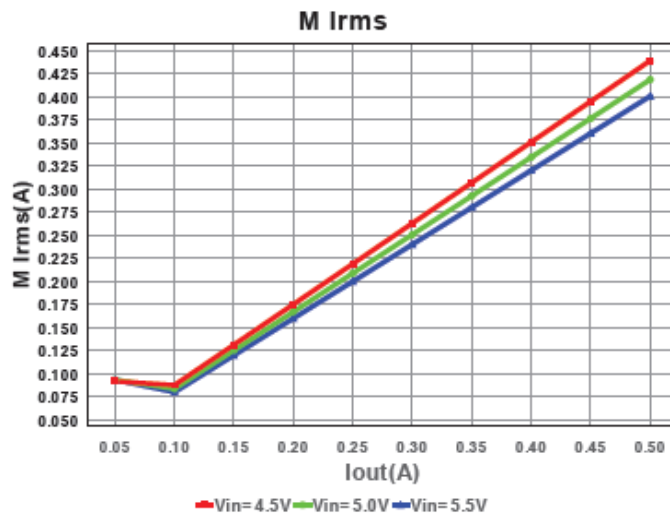
#	Name	Manufacturer	Part Number	Properties	Qty	Price	Footprint
1.	Cin	TDK	C1608X5R0J475M Series= X5R	Cap= 4.7 µF ESR= 3.6 mOhm VDC= 6.3 V IRMS= 1.6 A	1	\$0.03	0603 10mm2
2.	Cout	TDK	C3216X5R0J106K Series= X5R	Cap= 10.0 µF ESR= 3.1 mOhm VDC= 6.3 V IRMS= 4.1 A	1	\$0.04	1206 19mm2
3.	D1	Diodes Inc.	SDM20U40-7-F	Vf@Io= 550.0 mV VRRM= 40.0 V	1	\$0.06	SOD-523 11mm2
4.	L1	TDK	NLCV32T-4R7M-PFR	L= 4.7 µH DCR= 200.0 mOhm	1	\$0.10	NLCV32 22mm2
5.	Rfb1	Vishay-Dale	CRCW040210K0FKED Series= CRCW..e3	Res= 10.0 kOhm Power= 63.0 mW Tolerance= 1.0%	1	\$0.01	0402 8mm2
6.	Rfb2	Vishay-Dale	CRCW040210K0FKED Series= CRCW..e3	Res= 10.0 kOhm Power= 63.0 mW Tolerance= 1.0%	1	\$0.01	0402 8mm2

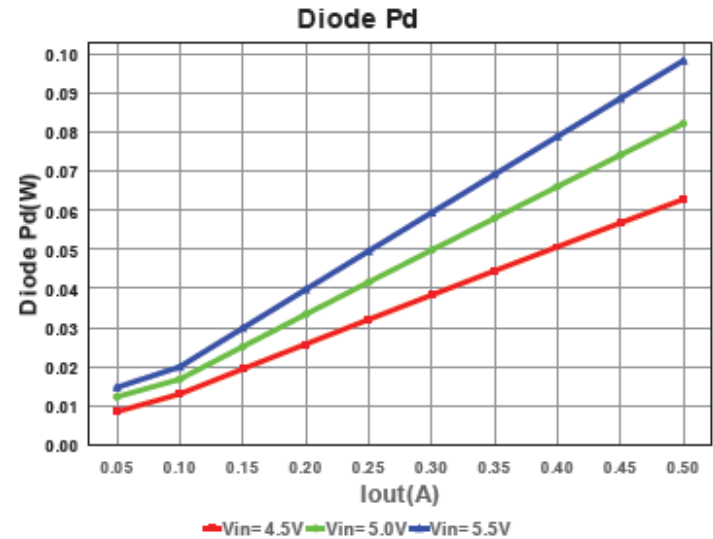
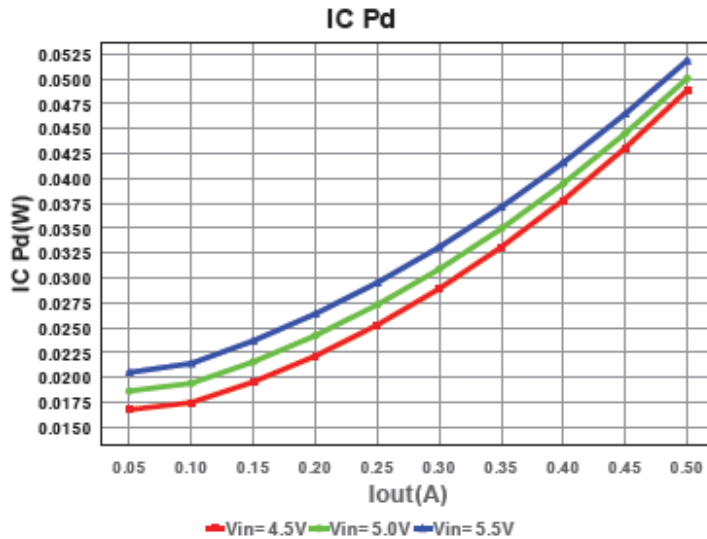


#	Name	Manufacturer	Part Number	Properties	Qty	Price	Footprint
7.	Rfb2	Vishay-Dale	CRCW040245K3FKED Series= CRCW...e3	Res= 45.3 kOhm Power= 63.0 mW Tolerance= 1.0%	1	\$0.01	0402 8mm2
8.	U1	Texas Instruments	LMR10510XMF/NOPB	Switcher	1	\$0.30	MF05A 24mm2









## Operating Values

#	Name	Value	Category	Description
1.	Cin IRMS	239.694 mA	Current	Input capacitor RMS ripple current
2.	Cout IRMS	54.226 mA	Current	Output capacitor RMS ripple current
3.	IC Ipk	593.921 mA	Current	Peak switch current in IC
4.	Iin Avg	337.36 mA	Current	Average input current
5.	L Ipp	187.843 mA	Current	Peak-to-peak inductor ripple current
6.	M1 Irms	400.65 mA	Current	Q lavg
7.	BOM Count	8	General	Total Design BOM count
8.	FootPrint	108.0 mm <sup>2</sup>	General	Total Foot Print Area of BOM components
9.	Frequency	1.6 MHz	General	Switching frequency
10.	IC Tolerance	12.0 mV	General	IC Feedback Tolerance
11.	M Vds Act	53.866 mV	General	
12.	Mode	CCM	General	Conduction Mode
13.	Pout	1.65 W	General	Total output power
14.	Total BOM	\$0.56	General	Total BOM Cost
15.	Duty Cycle	64.208 %	Op_point	Duty cycle
16.	Efficiency	88.926 %	Op_point	Steady state efficiency
17.	IC Tj	36.116 degC	Op_point	IC junction temperature
18.	ICThetaJA	118.0 degC/W	Op_point	IC junction-to-ambient thermal resistance
19.	IOUT_OP	500.0 mA	Op_point	Iout operating point
20.	VIN_OP	5.5 V	Op_point	Vin operating point
21.	Vout p-p	1.579 mV	Op_point	Peak-to-peak output ripple voltage
22.	Cin Pd	206.832 $\mu$ W	Power	Input capacitor power dissipation
23.	Cout Pd	9.115 $\mu$ W	Power	Output capacitor power dissipation
24.	Diode Pd	98.428 mW	Power	Diode power dissipation
25.	IC Pd	51.831 mW	Power	IC power dissipation
26.	L Pd	55.0 mW	Power	Inductor power dissipation
27.	Total Pd	205.476 mW	Power	Total Power Dissipation

## Design Inputs

#	Name	Value	Description
1.	Iout	500.0 mA	Maximum Output Current
2.	Iout1	500.0 mAmps	Output Current #1
3.	VinMax	5.5 V	Maximum input voltage
4.	VinMin	4.5 V	Minimum input voltage
5.	Vout	3.3 V	Output Voltage
6.	Vout1	3.3 Volt	Output Voltage #1
7.	base_pn	LMR10510X	Base Product Number
8.	source	DC	Input Source Type
9.	Ta	30.0 degC	Ambient temperature

**9.3-LISTA DE MATERIALES:**

COMPONENTES	REFERENCIA	DESCRIPCIÓN	DISTRIBUIDOR	CANT	€/U	COSTE
Resistencia	CRCW0805113K FKEA	113KΩ	Farnell	1	.008	.008
Resistencia	MC 0.1W 0805 1% 12K	12KΩ	Farnell	1	.039	.039
Resistencia	LRF1206-R005JI	5mΩ	Farnell	1	.66	.66
Resistencia	CRCW080515K0 FKEA	15kΩ	Farnell	1	.077	.007
Resistencia	CR0805-FX- 1002ELF	10kΩ	Farnell	1	.055	.055
Resistencia	Y1624500R000T 9R	500Ω	Farnell	1	15.2 6	15.26
Resistencia	CRCW08053R90 JNEAIF	4Ω	Farnell	1	.092	.092
Resistencia	CRCW0402100K FKED	100kΩ	Farnell	1	.003	.003
Resistencia	CRCW0402953K FKED	953kΩ	Farnell	1	.005	.005
Resistencia	RR1220P-184-D	180kΩ	Digikey	1	.1	.1
Resistencia	CRCW040210K0 FKED	10kΩ	Farnell	2	.003	.006
Resistencia	CRCW040245K3 FKED	45.3kΩ	Farnell	1	.003	.003
Condensador	08051C222JAT 2A	2.2n	Farnell	1	.153	.153
Condensador	TACR107M003 XTA	100u	Farnell	2	1.51	3.02
Condensador	08053D475KA T2A	4.7u	Farnell	1	.76	.76
Condensador	08051C103KA T2A	0.01u	Farnell	1	.061	.061

Condensador	08051C104K4T 2A	100n	Farnell	1	.34	.34
Condensador	08051A470JAT2 A	47p	Farnell	1	.124	.124
Condensador	TACR107M003X TA	100u	Farnell	2	1.51	3.02
Condensador	GRM31CR61E1 06KA12L	10u	Farnell	1	.30	.30
Condensador	C0805C332K5R ACTU	3.3n	Farnell	1	.014	.014
Condensador	0805ZD226MAT 2A	22u	Farnell	1	0.41	0.41
Condensador	C1608X5R0J475 M	4.7u	Farnell	1	.085	.085
Condensador	C3216X5R0J106 K/1.60	10u	Farnell	1	.068	.068
Diodo	IDP15E60	IDP15E60	Farnell	1	1.47	1.47
Diodo	BAT46WJ	BAT46WJ	Farnell	1	.23	.23
Diodo	D1N4148	D1N4148	Farnell	1	.068	.068
Diodo	SDM20U40- 7DICT	SDM20U40-7	Digikey	1	.35	.35
Transistor	IRF2807ZSPBF	IRF2807ZSPB F	Farnell	1	3.68	3.68
Driver	LTC3873	LTC3873	LTC	1	1.79	1.79
DC-DC	438-216	TES 3-1212	RS	1	24.5	24.5
Regulador	TPS62130RGTR	TPS62130RGT R	Digikey	1	1.46	1.46
Regulador	LMR10510XMFE	LMR10510X	Digikey	1	0.97	0.97
Conector	M22-6033042	PCI-104	Farnell	1	5.13	5.13
Conector		Jumper100				
Bobina	NLCV32T-4R7M- PFR	NLCV32T- 4R7M-PFR	Farnell	1	.20	.20
Bobina	445-6523-1-ND	VLC5045T- 2R2N	Digikey	1	.47	.47
Transformer	750310617	750310617	Farnell	1		

## 9.4 CONEXIONADO DE LOS PINES PC-104.

<b>J3/P3</b>				
<b>Pin</b>	<b>A</b>	<b>B</b>	<b>C</b>	<b>D</b>
1	GND	Reserved	+5	AD00
2	VI/O	AD02	AD01	+5V
3	AD05	GND	AD04	AD03
4	C/BE0#	AD07	GND	AD06
5	GND	AD09	AD08	GND
6	AD11	VI/O	AD10	M66EN
7	AD14	AD13	GND	AD12
8	+3.3V	C/BE1#	AD15	+3.3V
9	SERR#	GND	Reserved	PAR
10	GND	PERR#	+3.3V	Reserved
11	STOP#	+3.3V	LOCK#	GND
12	+3.3V	TRDY#	GND	DEVSEL#
13	FRAME#	GND	IRDY#	+3.3V
14	GND	AD16	+3.3V	C/BE2#
15	AD18	+3.3V	AD17	GND
16	AD21	AD20	GND	AD19
17	+3.3V	AD23	AD22	+3.3V
18	IDSEL0	GND	IDSEL1	IDSEL2
19	AD24	C/BE3#	VI/O	IDSEL3
20	GND	AD26	AD25	GND
21	AD29	+5V	AD28	AD27
22	+5V	AD30	GND	AD31
23	REQ0#	GND	REQ1#	VI/O
24	GND	REQ2#	+5V	GNT0#
25	GNT1#	VI/O	GNT2#	GND
26	+5V	CLK0	GND	CLK1
27	CLK2	+5V	CLK3	GND
28	GND	INTD#	+5V	RST#
29	+12V	INTA#	INTB#	INTC#
30	-12V	REQ3#	GNT3#	GND

Figura 9.17 Tabla de conexiones PC-104.

Se puede consultar la hoja completa de características en [11].



## 9.5 DISEÑO JERARQUICO EN ORCAD.

A la hora de realizar el diseño del circuito en Orcad, lo primero será dividir el diseño en bloques jerárquicamente como se muestra en la Figura....

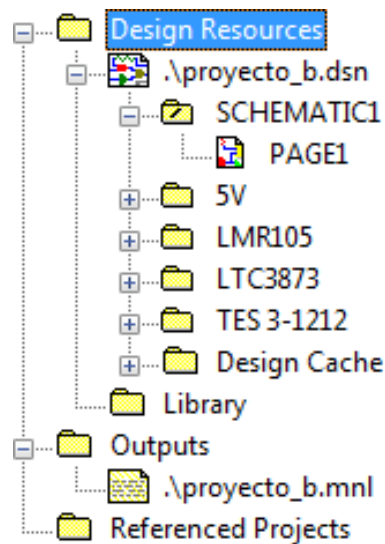


Figura 9.28 Diseño Jerárquico.

A continuación se muestra el diseño dividido en bloques, como ya se indicó durante la memoria cada uno de los bloques está formado por su circuito correspondiente.

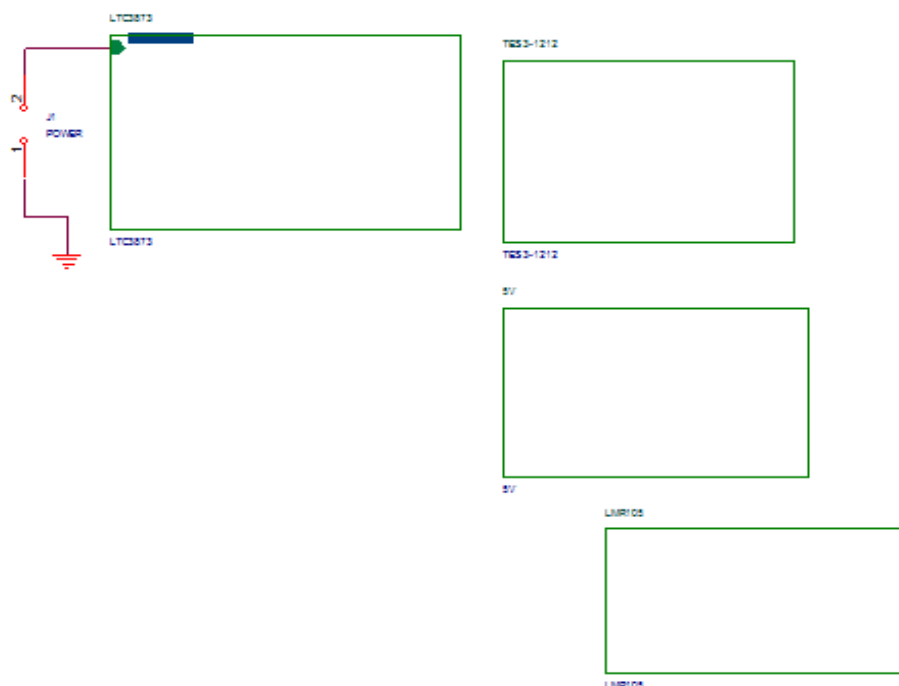


Figura 9.39 Diseño Jerárquico.

En esta ocasión se muestra el diseño del circuito perteneciente al primer bloque, puesto que los demás ya se mostraron anteriormente.

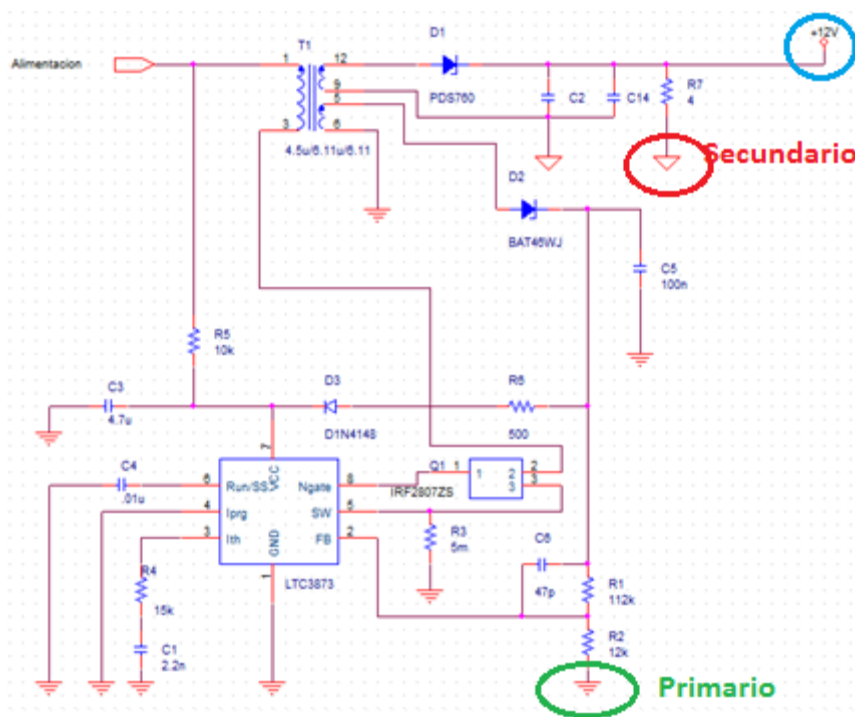


Figura 9.10 Aislamiento con diferenciación de masas

A diferencia del diseño que se vio con LTSpiceIV, en este diseño realizado con ORCAD, aparecen totalmente diferenciadas, las masas de primario y secundario, otorgando de esta manera aislamiento galvánico al convertidor. Se ha de hacer de esta manera puesto que sino a la hora de realizar el diseño del PCB el software no diferenciará las masas para realizar las conexiones.

Durante el diseño se han utilizado conectores para realizar las conexiones de los circuitos, de esta manera se simplifica el diseño del circuito quedando más limpio y claro. Figura....

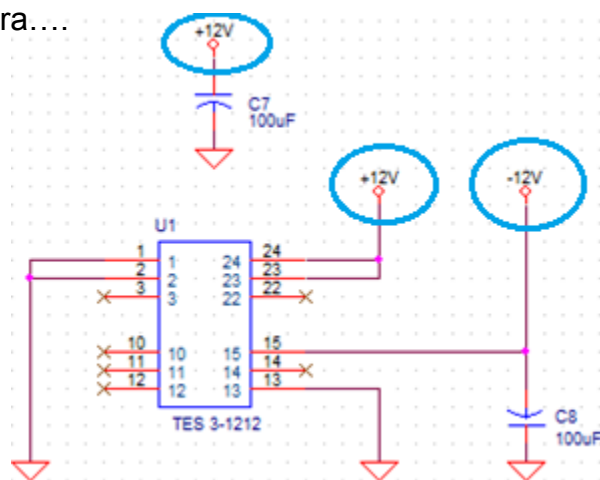


Figura 9.21-Conectores TES 3-1212

Al colocar los conectores, se debe editar las etiquetas. Colocando el mismo nombre los circuitos quedan conectados sin necesidad de ensuciar el diseño, esto se puede observar perfectamente en la Figura.... Si no se colocaran conectores revisar el diseño en busca de fallos sería extremadamente complicado y se perdería demasiado tiempo.

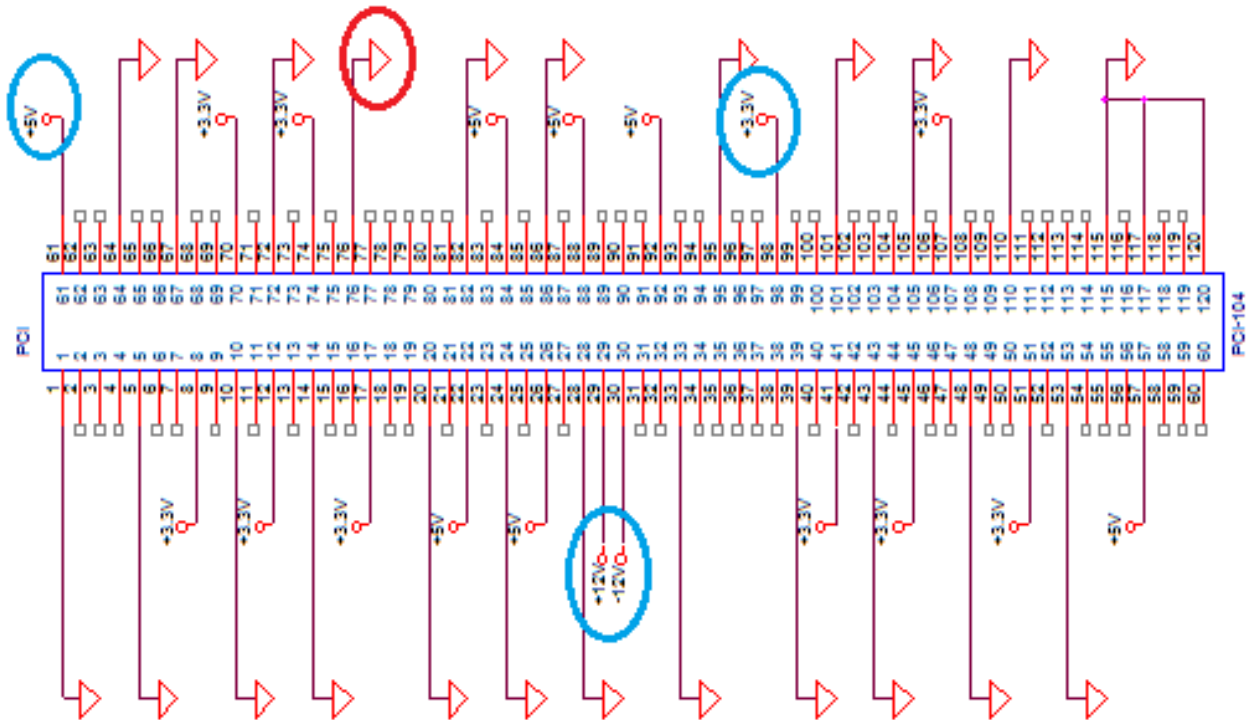


Figura 9.32-PC-104. Conectores.

En la Figura.... Se han señalado las alimentaciones en azul y las conexiones a tierra en rojo, las cuales están referidas al secundario.

Una de las ventajas principales de este diseño, es que a la hora de simular si no funciona algo es mucho más fácil y rápido encontrar lo que está mal, dirigiéndose directamente al bloque correspondiente.

De la misma manera a la hora de hacer el diseño de PCB, es relativamente fácil equivocarse añadiendo las huellas a los diferentes componentes, o simplemente si hay que cambiar algún componente, este tipo de diseño te ayuda a realizar los cambios de forma más rápidos y precisos, aumentando la eficiencia en el trabajo.

## 9.6 DIAGRAMA DE GANTT.

El diagrama de Gantt es una herramienta de programación y planificación en la que se muestra de forma gráfica los tiempos de dedicación previstos para las diversas tareas para conseguir un fin. Sus principales características son:

- Es muy intuitivo.
- Refleja todas las tareas comprendidas en un periodo de tiempo
- No refleja correctamente las ligaduras que vinculan unas tareas con otras, de ello se deriva que en caso de que surjan modificaciones, sea difícil observar los cambios que acarreen en la programación.

Aunque la principal función de un diagrama de Gantt es la de controlar la programación de las tareas pertinentes de cara al futuro, para optimizar recursos, esfuerzos y actividades; en el presente proyecto se utilizará dicha herramienta para representar las tareas realizadas y su duración durante todo el período de realización del mismo.

La herramienta ofimática utilizada en la realización del diagrama de Gantt ha sido "Microsoft Project". Es un potente software que permite la administración de proyectos, su diseño y posterior comercialización. También permite el seguimiento del progreso, obtener el presupuesto o analizar diferentes situaciones de trabajo.

